

Համապատասխանության հավաստման խնդիրները

Իրավական	Կազմակերպչական	Մեթոդական	Գիտական	Տեխնիկական	Տնտեսական	Սոցիալական
-սպառողների իրավ պաշտպանություն -որոշ ապրանքանշաններ -անորակ ապրանքի պատասխանատվության որոշում -համապատասխանության հավաստման ուղղորդում միջազգային գործունեության հիմնական ուղղությունների որոշում	-Համապատասխանության հավաստման համակարգի ձևավորում -Համապատասխանության հավաստման պարտադիր արտադրանքի անվանացանկի որոշում -արտադրանքի և ծառայությունների համապատասխանության հավաստման կարգի սահմանում -սերտիֆիկացման մարմինների և մարմինների մարմինների մշակում	-Սերտիֆիկացման փորձարկումների մշակում և արտադր կայունության գնահատում -արտադրանքի սերտիֆիկացման սխեմաների ընտրման մեթոդների և չափանիշների մշակում -որակի համակարգերի մշակման և սերտիֆիկացման մեթոդների մշակում -արտադրանքի սերտիֆիկացման մեթոդների մշակում -տիպային և սերտիֆիկացման փորձարկումների համար արտադրանքի նույնակ մեթոդ սահմանում -արտադրության և տիպային փորձարկում արդյունավետ բանակական գնահատման մեթոդների որոշում	-սերտիֆիկացման արդյունավետության չափանիշները և գնահատման մեթոդ -սերտիֆիկացման սխեմաների ընտրություն	-փորձարկման լաբորատորիաների ցանցի ստեղծում -չափիչ սարքերի նախագծում և արտադրություն -սերտիֆիկացման փորձարկումների տեսական ապահովում	-սերտիֆիկացման աշխատանքների վճարման կարգի սահմանում -սերտիֆիկացման և հավաստագրման աշխատանքների արժեքի որոշման մեթոդների մշակում -սերտիֆիկացման տնտեսական արդյունավետության գնահատման	-սերտիֆիկացման աշխատանքների կարգի սահմանում -սերտիֆիկացման և որակի բնագավառներում բնակչության ուսուցում -սպառողների միությունների ստեղծում

Մեթոդական խնդիրները կանոնակարգված են «Սերտիֆիկացման ազգային համակարգ»-ի ստանդարտներով: Մշակված են նաև մի շարք համասեռ արտադրատեսակների խմբերի սերտիֆիկացման կանոններ:

Գիտական խնդիրները դեռևս չեն ստացել իրենց հիմնավորումները, ինչպես գիտական, այնպես էլ տնտեսական առումով: Սերտիֆիկացման սխեմաների գիտական հիմնավորումը պահանջում է լուրջ ուսումնասիրություններ արտադրանքի որակի և հուսալիության ցուցանիշների կայունության պահպանման տեսանկյունից:

Տեխնիկական խնդիրների կանոնակարգումը չի կատարվում պետական մակարդակով և պլանավորված: Փորձարկման լաբորատորիաները ձևավորվում են տնտեսավարող սուբյեկտների նախաձեռնությամբ, ոչ պլանային համակարգով: Չափիչ-սխիչ սարքերի նախագծման և արտադրության կազմակերպումը բախվում է լուրջ տնտեսական դժվարությունների հետ: Փորձարկումների չափագիտական ապահովումը հավատարմագրման գործընթացում կողմնորոշված է փաստացի վիճակի գրանցման վրա, առանց հաշվի առնելու չափագիտական ապահովման տնտեսական, գիտական, ինչպես նաև փորձարկումների կատարման և դրանց արդյունքների ավտոմատ մշակման անհրաժեշտությունը:

Տնտեսական խնդիրները կանոնակարգված են նորմատիվային և գերատեսչական ակտերով: Սերտիֆիկացման աշխատանքների տնտեսական արդյունավետության գնահատման ուղղությամբ դեռևս լուրջ եզրահանգումներ կատարված չեն:

Սոցիալական խնդիրները առնչվում են սերտիֆիկացման գործընթացի մասնակիցների լրացուցիչ մասնագիտական ուսուցման ու վերապատրաստման հետ:

Այս բնագավառների լրացուցիչ մասնագիտական ուսուցումը և վերապատրաստումը կարիք ունի շրենդրական, տնտեսական, կազմակերպչական և ուսումնամեթոդական ապահովվածության, որոնց հենքի վրա զգալիորեն կբարձրանա ուսուցման և գիտելիքների կիրառման արդյունավետությունը:

К ПРОБЛЕМЕ КОНТРОЛЯ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ТЕМПЕРАТУРЫ НА ТЕПЛОИЗЛУЧАЮЩИХ ПОВЕРХНОСТЯХ МИКРО- И МАКРООБЪЕКТОВ

Г.Берберян, Н. Давтян

Развитие технологии производства различных микро- и макроизделий во многих отраслях техники таких, как микроэлектроника, энергетика и др., сопровождается процессом возрастания плотности размещения теплоотсеивающих элементов малой мощности на единицу поверхности в одних (интегральных схемах) и огромных мощностей в единице изделия с ограниченными размерами — в других (мощных гидрогенераторах). Часто возникает необходимость идентификации их теплового состояния с различной целью, например, улучшения топологии или конструктивного исполнения, а также предупреждения аварийных ситуаций в эксплуатационных условиях [1-2]. Указанная идентификация производится путем контроля температуры различных точек с помощью различных систем, основным элементом которых являются детекторы температуры.

В связи с бурным развитием инфракрасной (ИК) техники в последнее десятилетие для вышеуказанной цели повсеместное распространение стали находить пироприемники — первичные преобразователи ИК излучения в напряжение (ППИК). Последние, обладая рядом высоких метрологических показателей, позволяют с помощью фокусирующих ИК линз производить измерение температуры в точке, определяемой предельно достижимым малым сечением лазерного луча [1-2].

Благодаря этому удается обеспечить высокую разрешающую способность (минимальная разность температур между двумя исследуемыми точками, расположенными вблизи друг от друга, различимая с помощью применяемых средств измерения) до 0,5°С, равномерную полосу пропускания в широком диапазоне длин λ волн ИК излучения — (2...12)мкм с максимальной абсолютной погрешностью измерения 0,1°С при температуре 300°С, широкий диапазон измеряемых температур (20... 1600).° С в динамическом или статическом состоянии исследуемого объекта.. В настоящее время для достижения указанной цели используются в основном два устройства: термограф и радиационный пироприемник. Главным элементом термографа является видеопирикон, один из двух экранов которого размерами 50 X 50 мм чувствителен к ИК излучению и способен к сканированию данной поверхности. Результаты термографирования в цифровой форме отображаются на другом экране, расположенном на тыльной стороне от фронтального (сканирующего). Сканирование происходит с помощью электронного луча с частотой 2,5 кГц (25 кадров/сек, 100 дискретных выборок/строку). В результате сканирования на выходном экране возникают картины с областями различной освещенности. При этом более освещенные области соответствуют большим, а менее освещенные — меньшим температурам, а в случае равномерного распределения теплового поля возникает монотонное черно-белое изображение, ограниченное контурами этой поверхности, а с помощью ИК фильтров - и цветное изображение.

В ППИК интегральное ИК излучение с данной точки излучающей поверхности фокусируется с помощью ИК линз на приемное окно размерами (1...2) мм [1] и далее на детектор с преобразованием в импульсы напряжения, действующее значение которых пропорционально наибольшей температуре излучающей точки. Поскольку ППИК (на основе тангалата или ниобата лития) работает только в динамическом режиме, т. е. с модуляцией постоянного излучения, то для его работы необходимо обеспечить амплитудную модуляцию с частотой, ограниченной сверху постоянной времени

τ детектора, достигающей значений 10^{-6} с и менее. Такое значение τ обеспечивает достаточно широкую полосу пропускания по переменной составляющей (по значению) измеряемых температур $\Delta F=1/4\tau$, хотя и при уменьшении τ чувствительность детектора, представляющая собой отношение приращения его выходного напряжения к приращению абсолютной температуры излучающей точки $-\Delta V/\Delta T$, уменьшается. В современных детекторах среднее значение τ составляет (0,5...2)мкс, что при пороге чувствительности, превышающем джонсоновские помехи (белый шум), позволяет практически обеспечить частоту модуляции до 100 кГц и более. Сравнение частоты построчного сканирования на один кадр $\sim 2,5$ кГц с частотой 100кГц показывает многократное превосходство ППИК по быстродействию (до 40 раз и более) по сравнению с термографом. Но с другой стороны, для выполнения одинакового с термографом преобразования температур теплового поля в пределах одного кадра требуется использование 2500 ППИК и столько же линз, размещение которых с распределением в пределах поля экрана термографа практически невозможно (25 строк по 100 ППИК на одну строку), поскольку размеры ниш их размещения оказываются меньше даже размеров самих окон.

Тем не менее, при исследовании труднодоступных для термографа поверхностей, но более доступных для малых размеров ППИК таких, как в области воздушного зазора мощных гидрогенераторов, во внутренних пространствах компьютерных и иных электронных блоков или динамических объектов, движущихся со скоростью до 100 км/час и т. д., вне конкуренции оказываются радиационные пироприемники. Вместе с тем, вплоть до последнего времени встречались задачи, для решения которых как термографы, так и ППИК оставались непригодными.

С появлением гибких полых ИК световодов с равномерной полосой пропускания в области длин волн $\lambda = (2...12)\mu\text{м}$, с малым затуханием $\alpha = 0,2$ дБ/м и достаточно большой длиной — до 13м, с диаметром 250...2000мкм внутреннего отверстия и пригодных для передачи до 25Вт непрерывной и сотен ватт импульсной мощности без охлаждения открываются большие возможности для применения рассматриваемых детекторов, особенно ППИК для решения множества прикладных задач. Не прибегая к перечислению всего ряда применений разработанных нами устройств, можно указать на такие, как удаление рассеиваемого тепла из труднодоступных блоков электронных устройств без вентиляции и охлаждения, пучковые световоды для поточечного контроля и непосредственного преобразования температур с целью их передачи на большие расстояния, селективная тепловая защита чипов, передача данных с вращающихся центрифуг, тепловой контроль мощных генераторов и т.д.

Литература

1. Берберян Г.В., Овсепян С.М., Акопян Р. Е. и др. О влиянии некоторых параметров среды и схемы измерения на чувствительность ИК системы теплового контроля мощных гидрогенераторов// Армянская Ассоциация Информационных и Компьютерных Систем. Информационные технологии и управление.-1999.- N 2.-С. 52-59.
2. Харрингтон Дж. А. Обзор систем передачи ИК излучений, полые световоды// Волоконная и комплексная оптика.-2000.- Том 19 N 3 С. 211-227. (англ)

ՍԱԳՆԻՍԱԿԱՆ ԶԳԱՅՈՒՆ ՀԱՄԱԿԱՐԳ ԻՆՊՈՒԿՑԻՈՆ ՏՎԻԶՆԵՐԻ ՄՇԱԿԱՆ ՀԱՄԱՐ Վ. Հանքարյան, Լ. Գրիգորյան

Ինդուկցիոն տվիչների բազմազանության մեջ տվիչի զգայունությունը կարևոր պարամետր է: Որոշ խնդիրներում այն ուղղակի անհրաժեշտ պայման է դառնում: Երբ

ազդանշանը շատ փոքլ է, այն ընկալելու համար ինդուկցիոն տվիչի մեծ զգայունությունը դառնում է անհրաժեշտ պայման:

Այս աշխատանքում առաջարկվում է համակարգ, որը կարելի է օգտագործել զգայուն ինդուկցիոն տվիչներ պատրաստելիս:

Համակարգի ելքումը նրա երկրաչափական կառուցվածքի երկրաչափական չափերի, օգտագործվող նյութական բազայի ֆիզիկական հատկությունների համատեղում է: Համակարգի կառուցվածքը բերված է նկ. 1-ում:

Խնդիրը ավելի պարզ ներկայացնելու համար բերենք որոշ քանակական արդյունքներ:

Նախապես նշենք, որ բերված արդյունքները, ոչ միայն հաշվարկի արդյունք են, այլ նաև փորձով հաստատված տվյալներ: $\mu=5000$ (μ -ն մագնիսական բախանցիկություն) երբ $C=80\cdot 10^{-6}$ մ, $b=0.6\cdot 10^{-3}$ մ, $\delta=1\cdot 10^{-6}$ մ, $Q=3\cdot 10^{-3}$ մ, $K=3\cdot 10^{-3}$ մ, $m=1\cdot 10^{-3}$ մ, $W=1800$, ապա այսպիսի երկրաչափական չափերի դեպքում (նկ.1) համակարգի ինդուկտիվությունը դառնում է $200\cdot 10^{-3}$ Հն ընդ որում երբ δ -ն փոփոխվում է $0.1\cdot 10^{-6}$ մ կարգի մեծությամբ ապա ինդուկտիվությունը L -ը փոփոխվում է $40\pm 50\cdot 10^{-3}$ Հն կարգի մեծությամբ:

Նման արդյունքներ են ստացվել նաև փորձնական չափումների ժամանակ: Այս արդյունքները հնարավորություն է տալիս, որ համակարգի նման հատկությունը օգտագործվի զգայուն ինդուկցիոն տվիչներ պատրաստելիս:

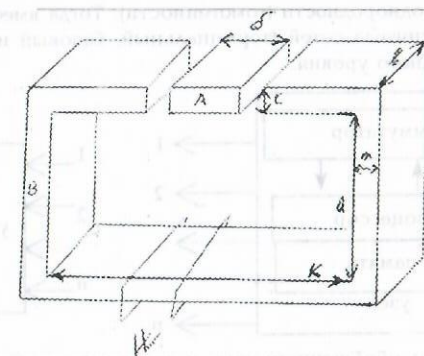
Նկ.1-ում A-ն դիէլեկտրիկ է, որը անրացված է B ֆերրոմագնետիկ մասին և A դիէլեկտրիկով է ձևավորվում ճեղքը:

Եթե դիէլեկտրիկ մասը որևէ պատճառով չափերը փոփոխի ապա այն անմիջապես կառաջացնի ճեղքի չափերի փոփոխություն, որը իր հերթին անմիջապես բավականի զգալի տիրույթում փոփոխում է համակարգի ինդուկտիվությունը:

Դիէլեկտրիկի չափերը կարելի է փոփոխել տարբեր ճանապարհներով: Այստեղ դիէլեկտրիկի տաքացումը կարելի է իրականացնել երկու ճանապարհով:

1. Երբ հաղորդիչով հոսում է որոշակի լայնությանի արժեքով հոսանք ապա հաղորդիչը կարող է տաքանալ և իր հերթին տաքացնել A դիէլեկտրիկը:

Բայց այստեղ շատ ավելի կարևոր է այն, որ երբ հաղորդիչով հոսում է որոշակի հաճախությամբ և որոշակի լայնությանի արժեքով փոփոխական հոսանք ապա հոսող հոսանքը կարող է առաջացնել ջերմային կորուստներ, նույնը կարող է առաջացնել նաև ֆերրոմագնետիկ միջուկում, որը իր հերթին նպաստում է աշխատանքային ճեղքի փոփոխությանը և հետևաբար համակարգի զգայունության մեծացմանը:



Նկ.1

МОДЕЛЬ НЕИЕРАРХИЧЕСКОЙ ЦИФРОВОЙ СЕТИ

В. Арустамян

Универсальная семиуровневая эталонная модель телекоммуникационных систем предполагает наличие иерархичности во взаимодействиях гетерогенной (неоднородной) сети, нормы и правила функционирования которых закреплены в соответствующих документах (стандарты, протоколы и т.д.) [1]. Хотя эти документы постоянно совершенствуются, тем не менее они ориентированы на реальное существование большого различия между техническими возможностями не только различных типов компонентов сети (терминалов, коммутаторов, каналов и т.д.), но и компонентов одного и того же типа. Здесь технические средства совершенствуются быстрее, чем регламентирующие документы. Так, современная технология позволяет комбинировать свойства множества компонентов сетей в одном устройстве и реализовать функции нескольких (вплоть до всех) компонентов иерархии одним универсальным устройством (компонентом). Например, функцию терминала, коммутатора, управление и т.д. может взять на себя терминал. Тогда все семь уровней эталонной модели, отражающие по сути иерархию процессов, можно заменить одним уровнем, обеспечив возможности реализации тех же процессов. Выбор такого уровня произволен, и любая из них теоретически одинаково пригодна для этой цели. Однако, ввиду того, что универсальные устройства могут обладать большой избыточностью (и аппаратной, и программной), и учитывая, что самые дорогостоящие в сетях все же являются уровни, начиная с транспортных (сетевые, физические и т.д.), то все уровни ниже транспортных можно объединить в транспортном, а все остальные (прикладной, представительной и сеансовой) — в сеансовом, со встроенной аппаратурой и программной реализацией прикладной и представительной функций. Тогда сеть будет состоять из одинаковых "длинных" и одинаковых "узлов", т.е. "процессную иерархию" можно заменить "аппаратной иерархией". Протоколы всех уровней приводятся к одному, и сеть приобретает свойства однородности (гомогенности). Тогда вместо различных уровней топологического синтеза сетей (терминальный, базовый и т.д.) можно произвести синтез только одного уровня.

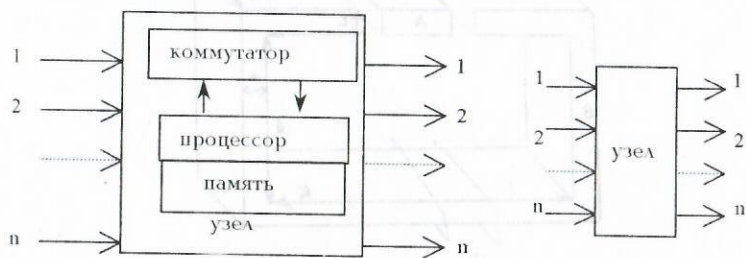


Рис.1. Модель обобщенного узла и его условное обозначение.

На рис.1 представлена схема и условное обозначение обобщенного (универсального) узла (он же терминал, центр коммутации, центр передачи, абонент и т.д.). Каждый узел может инициировать запрос с m другими узлами и быть адресатом (ответчиком) для n других узлов. Учитывая, что обозначение (разделение)

вход-выходов — n хм условно, скорее всего такой узел может обмениваться информацией с n хм другими узлами. Предполагая, что объем памяти, структура и производительность процессора достаточны для реализации любого трафика (протокола), любого вида коммутации и маршрутизации, на основе такого устройства можно реализовать все виды сетей, в том числе и сетей с коммутацией пакетов в виртуальном режиме.

На рис. 2 приведена схема одного из вариантов сетей. Эта сеть достаточно общая для реализации любого вида коммутации и ввиду большой связанности позволяет осуществлять также оптимальные варианты (маршруты), особенно при пакетной коммутации в виртуальном режиме.

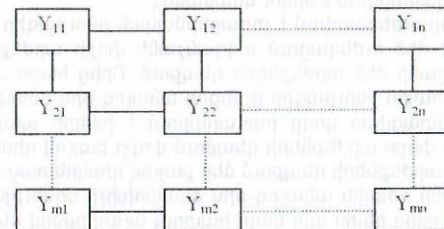


Рис.2 Схема сети решеточной структуры

Каждый из Y_{ij} узлов может обмениваться информацией с любым из Y_{kl} узлом ($i, k = 1, 2, \dots, m, j, l = 1, 2, \dots, n$) множеством путей, отличающимся друг от друга эффективностью. Число путей в зависимости от числа узлов быстро нарастает (зависит также от связанности, для решетки со связанностью 4, число путей может достигать до $[(n + m) - 2]!$). Поэтому возникает необходимость выбора выгодного (в идеале наиболее выгодного) пути [1]. В режиме коммутации сообщений и пакетов в передаче могут участвовать множество путей (маршрутов), поэтому глобальный оптимум трудно подсчитать. Существуют разные критерии оптимизации [2]. Здесь предпочтительнее использовать: стоимость и вероятностно-временные характеристики, надежность, живучесть сети, качество обслуживания и т.д. при заданной структуре (матрице) сети $Y = (Y_{11}, Y_{12}, \dots, Y_{21}, \dots, Y_{mn})$ и матрице трафика $B = (b_{ij})$, где b_{ij} характеризует поток информации между пунктами i и j .

Проведенный анализ показывает, что в зависимости от скорости передачи, живучести и надежности все методы коммутации по приоритетности распределяются следующим образом: КП-В, КП-Д, КС, КК.

Литература

1. Васильев Б.И. и др. Системы связи. М: Высшая школа, 1987, 280с.
2. Арустамян В.Е. Об одном методе оптимизации сетей. //Сборник материалов годичной научной конференции. ГИУА, 2000г., том 2, 273-275с.

ՈՍԿՐՈՏԵՆԻ ԹՎԱՅԻՆ ԿՈՂԻՑ Մ ԿԱՐԳԱՆԻ ԹՎԱՅԻՆ ԿՈՂԻ ՍՏԱՑՈՒՄԸ ԹՎԱՅԻՆ ԿՈՄՊԱՆԳԵՐԻ ՕԳՆՈՒԹՅԱՄԲ
Վ.Առուստամյան, Յ.Գրիգորյան

Գծային բնութագիր ունեցող թիվ-անալոգ ձևափոխիչներն ունեն հետևյալ թերությունը՝ անալոգային ազդանշանի փոքր արժեքների ձևափոխման ճշտությունը ստացվում է

ամենափոքրը, իսկ ամենամեծ ճշտությունը ստացվում է անալոգային ազդանշանի ամենամեծ արժեքի դեպքում: Քանի որ ամբողջ համակարգի ճշտությունը որոշվում է ամենափոքր ճշտություն ունեցող օղակի ճշտությամբ, ապա ակնհայտ է, որ գծային անալոգ-թիվ ձևափոխիչը ունի ձևափոխման ամենափոքր կողով ապահովող ճշտությանը հավասար ճշտություն և ունի ավելորդ մեծ ճշտություն՝ ձևափոխված կողի ավելի մեծ կարգերում:

Կոմպանդների խնդիրն է ապահովել բավական մեծ ճշտություն կողի փոքր արժեքների դեպքում՝ ի հաշիվ կողի մեծ արժեքների ավելորդ ճշտությամբ, այսինքն անալոգ-թիվ ազդանշանի մեծ արժեքների դիսկրետացումը կատարել ավելի մեծ քայլով, դրանով իսկ պահեստել կողի ազատ արժեքներ և օգտագործել այդ արժեքները, որպեսզի ազդանշանի փոքր արժեքները դիսկրետացվեն ավելի փոքր քայլով:

Խնդրի լուծումը իրականացվում է երկու եղանակով՝

1. Անալոգային ազդանշանը ուժեղացվում է լոգարիթմական բնութագիր ունեցող ուժեղարարով, որը ապահովում է մեծ ուժեղացում ազդանշանի փոքր արժեքների դեպքում, և փոքր ուժեղացում ազդանշանի մեծ արժեքների դեպքում: Որից հետո ազդանշանը ուժեղարարի ելքից տրվում է գծային բնութագիր ունեցող անալոգ-թիվ ձևափոխիչին: Անալոգ-թիվ ձևափոխիչի ելքում ստացված կողը բավարարում է խնդրի պայմանին, քանի որ ապահովված է ազդանշանի փոքր արժեքների դեպքում փոքր քայլով դիսկրետացում և հակառակը՝ ազդանշանի մեծ արժեքների դեպքում մեծ քայլով դիսկրետացում:

2. Անալոգային ազդանշանը գծային անալոգ-թիվ ձևափոխիչի օգնությամբ ձևափոխվում է մեծ կարգ ունեցող կողի, որից հետո այդ կողը հատուկ ալգորիթմով ձևափոխվում է պահանջվող կարգանի կողի, միևնույն ժամանակ ապահովելով խնդրի պայմանը:

2-րդ եղանակն ունի մի շարք կարևոր առավելություններ:

1. Ազդանշանի վերափոխման ժամանակ ճշտության մեծ արժեքի ապահովում: (Քանի որ ինչ-որ պարամետրերով լոգարիթմական ուժեղարար ստեղծելը, որը իր բնութագրի արժեքները կարողանա պահպանել ջերմաստիճանային մեծ տարբերություն ունեցող արժեքների դեպքում, ինչպես նաև ժամանակի ընթացքում, շատ բարդ խնդիր է:)

2. Կոմպանդների բնութագրի հեշտ փոփոխում: (Քանի որ, ծրագրային եղանակով շատ հեշտ կարելի է ստանալ կոմպանդների գրեթե ցանկացած բնութագիր, և կոմպանդների բնութագիրը կարելի է շատ արագ փոփոխել աշխատանքի ընթացքում, դրանով իսկ լուծելով ավելի բարդ խնդիրներ, մինչդեռ անալոգային կոմպանդների դեպքում նույնիսկ մեկ կոմպոնետ բնութագրի ճիշտ ապահովումն ու համալարումը պահանջում է մեծ աշխատանք:)

Ներքևում մշակված է թվային կոմպանդների կառուցման համար անհրաժեշտ ալգորիթմ և դուրս են բերված այդ ալգորիթմով հաշվելու համար անհրաժեշտ բանաձևերը:

Ալգորիթմի էությունը հետևյալն է՝

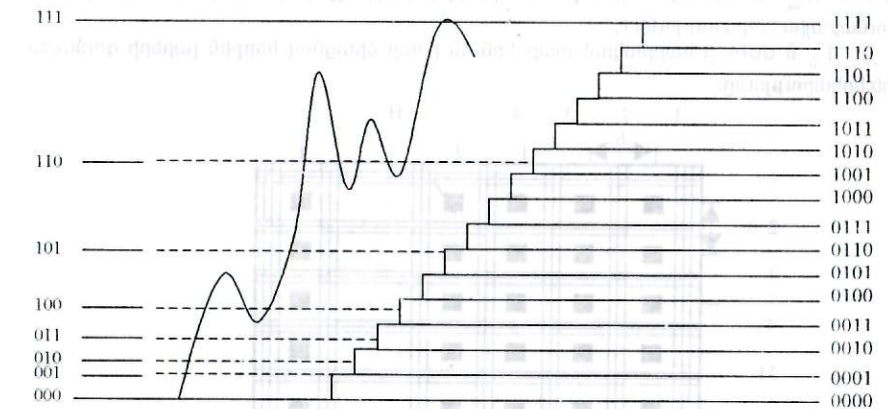
Դիցուք անալոգ-թիվ ձևափոխումից ստացված n կարգանի կողը պետք է ձևափոխել m կարգանի կողի: Ստացվելիք կողի գրոյական, առաջին, վերջին կողերը համապատասխանաբար հավասարեցվում են մուտքային կողի գրոյական, առաջին և վերջին կողերին: Մնացած $m-2$ կողերը բաշխելիս առաջնորդվում ենք այն պայմանով, որ ամեն կողի սխալանքը չգերազանցի նույն որևէ հաստատուն թիվը: Այստեղից հետևում է, որ ամեն կողին համապատասխանող անալոգային ազդանշանի արժեքին պետք է լինի հաստատուն թիվ: Վերոհիշյալն արտահայտենք բանաձևերով:

$$\begin{cases} x_2 = x_1 \cdot k \\ x_3 = x_2 \cdot k \\ \dots \\ x_{2^{m-1}} = x_{2^{m-2}} \cdot k \end{cases} \Rightarrow x_{2^{m-1}} = x_1 \cdot k^{2^m - 2} \Rightarrow k = \sqrt[2^m - 2]{2^m - 1}$$

$$x_i = x_1 \cdot k^{i-1} \text{ -ում տեղադրելով } x_1\text{-ը կստանանք } x_i = (2^m - 1)^{\frac{i-1}{2^m - 2}}$$

X_i -ն դա նոր կողի i -րդ էլեմենտն է, n -ը տրված կողի կարգը, m -ը ստացվելիք կողի կարգը, k -ն այն հաստատունը, որով տարբերվում են նոր կողի էլեմենտները: Եթե x_i -ի ստացված արժեքը տարբերվում է $x_i = i \cdot \frac{1}{2^n - 1}$ բանաձևով հաշված արժեքից, որը

տրված n կարգանի կողի i -րդ էլեմենտի արժեքն է, ապա վերցվում է դրանցից մեծը: Եթե ստացված արժեքը գտնվում է լինում երկու հարևան կողերի միջև, ապա վերցվում է մեկ կարգ վերև կանգնած կողը: Նկարում ցույց է տրված $n=4$ կարգանի կողից $m=3$ կարգանի կողի ստացումը:



$X_1=000 \rightarrow 0000$	$x_5=100 \rightarrow 0100$
$X_2=001 \rightarrow 0001$	$x_6=101 \rightarrow 0110$
$X_3=010 \rightarrow 0010$	$x_7=110 \rightarrow 1010$
$X_4=011 \rightarrow 0011$	$x_8=111 \rightarrow 1111$

Երկու կողերի սկզբնական արժեքները նույնն են, ինչից բխում է ալգորիթմի հավաստիությունը:

ՄԱՏՐԻՑԱՅԻՆ ՄԵԾ ԻՆՏԵԳՐԱԼ ՍԻՆՄԱՆԵՐԻ ԲԱԶԱՅԻՆ ԲՅՈՒՐԵՂԻ ՏՊԱԳՐՎԱԾ ՇԵՐՏԵՐԻ ՔԱՆԱԿԻ ՈՐՈՇՈՒՄԸ

Դ. Յուսիկյան

Ենթադրենք, որ ՄՄԻՍ-ի վրա կա N քանակությամբ տրամաբանական տարր, ընդ որում տրամաբանական տարրերի շարքերի թիվը H է, իսկ սյուներինը՝ M , տարրերի միջև եղած հեռավորությունները հորիզոնական և ուղղահայաց ուղղություններով h և m :

Չասկանալի է, որ $H \times M = N$: Եթե ունենք միաշերտ տպագրված ՄՄԻՍ-ի հարթակ (բուլյեր), ապա շերտերի քանակ ասելով հասկանալու ենք հաղորդալարերով պատված մետաղաձածկ S_3 մակերեսի հարաբերությունն ամբողջ S մակերեսին չհաշված հարթակի անհրաժեշտ տեխնոլոգիական եզրը: Եթե տվյալ տեխնիկական մակերեսը թույլ է տալիս $d_{\text{մտ}}$ լայնության հաղորդիչներ ստեղծել հարթակի վրա, ապա մետաղաձածկ մակերեսը կլինի

$$S_{\text{մետ}} = d_{\text{մտ}} \cdot L, \tag{1}$$

որտեղ L - ՄՄԻՍ-ի հարթակի տպագրված մետաղական միացումների լարային երկարությունների գումարն է: Այսպիսով, ՄՄԻՍ-ի տպագրված շերտերի δ քանակ ասելով հասկանալու ենք $S_{\text{մետ}} / S$ հարաբերությունը՝

$$\delta = S_{\text{մետ}} / S, \tag{2}$$

որտեղ S -ը տեսականորեն տվյալ շերտի մետաղական լարերով պատվելու ենթակա անբողջ մակերեսն է: Սովորաբար եթե δ -ն փոքր է 0.7 – ից, ունենում ենք միաշերտ տպագրված հարթակ:

S – մեծությունը որոշվում է հետևյալ բանաձևով:

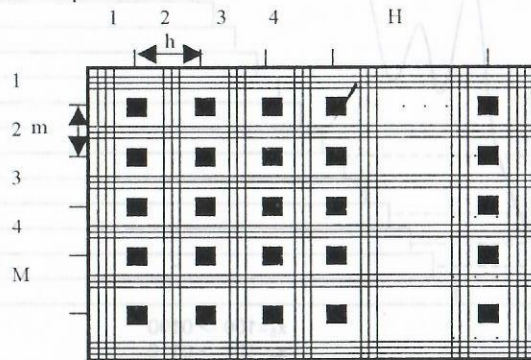
$$S = h \cdot mH \cdot M = hm \cdot N:$$

ՄՄԻՍ-ում լարերի գումարային երկարությունը որոշվում է

$$L = L_w + L_g: \quad (3)$$

որտեղ L_w –ն ՄՄԻՍ-ի հարթակում տարրերից դեպի ելքեր գնացող արտաքին լարերի գումարային երկարությունն է,

L_g –ն ՄՄԻՍ-ի հարթակում տարրերն են իրար միացնող ներքին լարերի գումարային երկարությունը:



Նկ. 1.

Արտաքին լարերի գումարային երկարությունը կլինի

$$L_w = m(N) \bar{\ell}(N), \quad (4)$$

որտեղ $m(N) = m_0 N^p$ – արտաքին կապերի թիվն է, ըստ Ռենտի օրենքի, m_0 – տրամաբանական տարրերի միջին ելքերի քանակն է, p –ն Ռենտի գործակիցն է $0.3 \leq p \leq 0.75$,

$\bar{\ell}(N) = 0.33 \sqrt{hm} \cdot N$ – արտաքին լարերի միջին երկարությունը:

Եթե $m(N)$ և $\bar{\ell}(N)$ արժեքները տեղադրենք (4) –րդ բանաձևի մեջ, կստանանք

$$L_w = 0.33 m_0 \sqrt{hm} N^{p+0.5} \quad (5)$$

Յանգունորեն որոշենք տպասալի ներքին լարերի գումարային երկարությունը:

$$L_g = m_g(N) \bar{\ell}_g(N), \quad (6)$$

որտեղ $m_g = t(m_0 N - m_0 N^p)$ – ներքին կապերի թիվն է ըստ Ռենտի օրենքի ($0 < t < 0.5$):

$\bar{\ell}_g = 0.66 \sqrt{hm} \cdot N$ –ն ներքին լարերի միջին երկարությունն է:

t –ն կոչվում է շղթաների ճյուղավորվածության գործակիցը

Այսպիսով հաշվի առնելով $m_g(N)$ և $\bar{\ell}_g(N)$ համապատասխան արժեքները կստանանք ներքին լարերի գումարային երկարությունը:

$$L_g = 0.66 m_0 t \sqrt{hm} (N^{1.5} - N^{p+0.5}): \quad (7)$$

Այնուհետև L_w –ի և L_g –ի համապատասխան արժեքները տեղադրելով 3-րդ բանաձևի մեջ, կստանանք ՄՄԻՍ-ի հարթակում լարերի գումարային երկարությունը:

$$L_g = 0.33 m_0 \sqrt{hm} \left[N^{p+0.5} (1 - 2t) + 2tN^{\frac{3}{2}} \right]:$$

Մետաղական մասի մակերեսը, կլինի՝

$$S_{\text{մետ}} = d_{\text{min}} L_g:$$

Այսպիսով, տպագրված շերտերի քանակը ՄՄԻՍ-ի հարթակում կլինի.

$$\delta = \frac{S_{\text{մետ}}}{S} = \frac{m_0 d_{\text{min}}}{3\sqrt{hm}} \left[2tN^{\frac{1}{2}} + (1 - 2t)N^{p-0.5} \right]:$$

Այն արտահայտում է ՄՄԻՍ-ի հարթակի տպագրված տոպոլոգիական շերտերի քանակի ֆունկցիոնալ զախումը ՄՄԻՍ-ի ինտեգրացիայի N աստիճանից, Ռենտի P գործակիցից, միջուկեծրային կանալների h , m մեծություններից, տոպոլոգիական տարրերի ելքերի m_0 միջին քանակից և տպագրված մետաղական լարի d_{min} լայնությունից:

ԿԱՊԻ ՑԱՆՑԵՐԻ ՕՊՏԻՄԱԼԱՑԻՍԸ

Ղ. Յուսիկյան

Նկար 1-ում պատկերված է ավտոմատ հեռախոսային կայանի կապուղիների կառուցվածքային մոդելը՝ արոնենտ – պահարան Ա 3 Կ համակարգում: Կապուղիների գումարային երկարությունը առաջին մոտավորությամբ պայմանականորեն բաժանենք երկու մասի:

Առաջին մասը կապուղիներ, որոնցով արոնենտները միանում են մոտակա պահարանին: Սրանք նշանակենք I_1 -ով:

Երկրորդ մասը՝ կապուղիներ, որոնցով պահարանները միանում են ավտոմատ հեռախոսային կայանի կենտրոնին: Սա նշանակենք I_2 -ով:

Այսպիսով՝ ամբողջ հեռախոսային ցանցի կապուղիների երկարությունների գումարը կարելի է առաջին մոտավորությամբ դիտել որպես երկու մեծությունների գումար:

$$I = Q \cdot I_1 + I_2 \quad (1)$$

որտեղ՝ Q – պահարանների միջին քանակն է համակարգում: I_1 -ը արոնենտներից մինչև պահարան գնացող կապուղիների գումարային երկարությունը, որը ողջվում է հետևյալ բանաձևով.

$$I_1 = m(N) \cdot \bar{I}(N) \quad (2)$$

որտեղ $m(N) = 2N$ –ը արոնենտների կապերի թիվն է պահարանում:

N –ը տվյալ պահարանում արոնենտների թիվն է:

$\bar{I}(N) = 0.33 \cdot a \cdot \sqrt{N}$ –ը կապուղիների միջին երկարությունն է, որը գտնվում է մեկ

պահարանի ազդեցության դաշտում:

a –ն միջարոնենտային ցանցի քայլն է (Նկ. 1):

Այսպիսով՝ մեկ պահարանում միավորվող կապուղիների գումարային երկարությունը

$$I_1 = 2 \cdot N \cdot 0.33a \cdot \sqrt{N} = 0.66a \cdot \sqrt{N^3} \quad (3)$$

Ինչպես երևում է (3) – րդ բանաձևից, արոնենտների քանակի աճման դեպքում շատ արագ աճում է I_1 արոնենտները պահարանին միացնող լարերի երկարությունը:

Այժմ որոշենք I_2 բաղադրիչը՝ պահարանը ավտոմատ հեռախոսային կայանին միացնող կապուղիների գումարային երկարությունը:

$$I_2 = m_q(Q) \cdot \bar{I}_q(Q) \quad (4)$$

որտեղ $m_q(Q) = 2NQ$ –ն ավտոմատ հեռախոսային կայանի կապերի թիվն է պահարանների հետ.

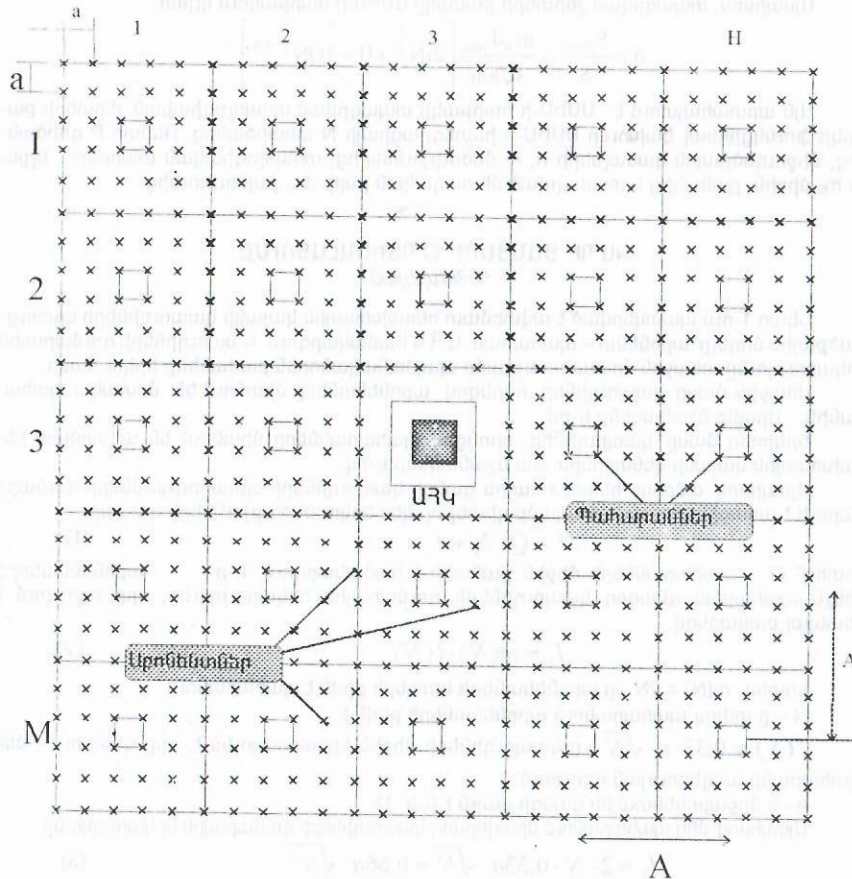
$Q = N_0 / N$ – ցույց է տալիս պահարանների քանակը:

N_0 - ամբողջ համակարգի արձնենտների քանակն է:

N - մեկ պահարանի ազդեցության դաշտում գտնվող արձնենտների թիվն է:

$I_w(Q) = 0,33 \cdot I \cdot \sqrt{Q}$ - համակարգում պահարանից դեպի ավտոմատ հեռախոսայի

կայանի (Ա.Յ.Կ.) կենտրոն գնացող կապուղիների միջին երկարությունն է: A - միջպահարանային ցանցի բայլն է (Նկ. 1):



Նկ. 1

Չափի առնելով $m_w(Q)$ և $I_w(Q)$ - ի համապատասխան արժեքները կստանանք պահարանը ավտոմատ հեռախոսային կայանի կենտրոնին միացնող կապուղիների գումարային երկարությունը

$$I_{\text{պահ}} = 0,66 \cdot A \cdot N \cdot Q_w \sqrt{Q_w} \quad (5)$$

Ստացված I -ը բազմապատկենք պահարանների Q քանակով և $I_{\text{պահ}}$ - ի արժեքները տեղադրելով 1-ին բանաձևի մեջ, կստանանք մեկ հեռախոսային կայանի կապուղիների գումարային երկարությունը առաջին մոտավորությամբ:

$$I = \frac{2}{3} \cdot \left[a \cdot N_0^{\frac{3}{2}} \cdot Q^{-\frac{1}{2}} + A \cdot N_0 \cdot \sqrt{Q} \right];$$

Ստացված բանաձևը անուցենք և հավասարացնենք զրոյի, լուծելով հավասարումը, կստանանք.

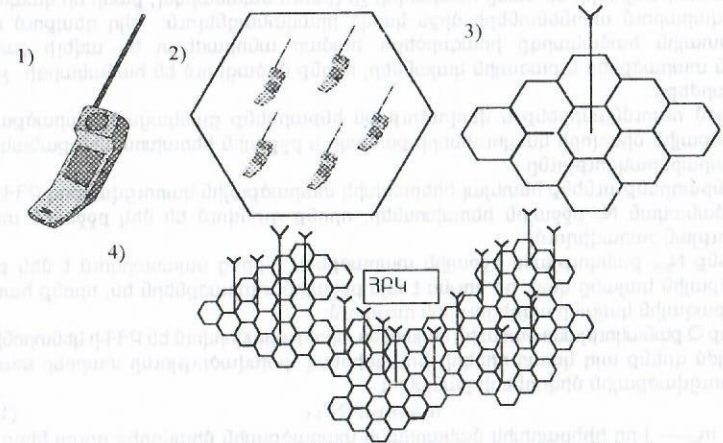
$$Q_{\text{opt}} = \frac{a}{A} \cdot \sqrt{N_0};$$

Այսպիսով ստացանք անալիտիկ կախվածություն պահարանների օպտիմալ Q քանակի և արձնենտների N_0 քանակի միջև:

ԲԶՁԱՅԻՆ ԳԵՌԱԽՈՍԱՅԻՆ ՀԱՄԱԿԱՐԳԻ ԿԱՊՈՒԴԻՆԵՐԻ ԹՈՂՈՒՆԱՎՈՒԹՅԱՆ ՍՈՂԵԼԱՎՈՐՈՒՄԸ

Գ. Գուսիկյան, Վ. Առուստամյան, Կ. Ջաղինյան

Այս աշխատանքում փորձ է արվում մաթեմատիկական մոդելի օգնությամբ մոդելավորել ԲՀՀ-ի կապուղիների թողունակությունը, համակարգում սպասվելիք բջջային տարածքների քանակը, բազային կայանների քանակը և այլն:



Նկ. 1. Բջջային հեռախոսային համակարգի տարածական մոդելը

Ենթադրենք, որ ԲՀՀ-ը բաղկացած է N_0 բջջային տարրերից արձնենտներից: Ամբողջ համակարգը տրոհենք որոշակի կառուցվածքային մակարդակների կամ տարածքային գոյակցությունների: Համակարգի առանձին մասեր գտնվում են հիերարխիկ ենթակայության մեջ՝ նկատի ունենալով համակարգի պարզից դեպի բարդ հաջորդական բարդացումը միավորելով պարզ ռադիոկապի միավորները ավելի բարդերի մեջ:

Առաջին մոտավորությամբ ԲՀՀ-ը տրոհենք հետևյալ ենթամակարդակների.

1. Համակարգի զրոյական մակարդակի տարրեր բջջային հեռախոսներ;
2. Համակարգի բջջային տարածքներ, որոնք կարող են սպասարկել առավելագույնը $N_{բջ}$ քանակությամբ բջջային հեռախոսներ (արձնենտներ);
3. Համակարգի բջջային տարածքները սպասարկող բազային կայանների, որոնք սպասարկում են $N_{բա}$ քանակությամբ բջջային տարածքներ;
4. Համակարգի բջջային կենտրոն(ՀԲԿ) որը սպասարկում է բոլոր բազային կայանները;

Նշված ենթահամակարգերի գրաֆիկական մոդելը բերված է նկ.1-ում: Տեսականորեն ընդունենք կապուղիների առավելագույն $m_{օբ}$ քանակը, $N_{բջ}$ հեռա-

СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫЙ ВЕНТИЛЬ 8-МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА С БОЛЬШИМИ ОБРАТНЫМИ ПОТЕРЯМИ

А.Барсегян, К.Джаганин, А.Степанян

խոս սաասարկող մեկ բջջային տարածքում: Մեկ բազային կայանի կապուղիների առավելագույն քանակը m_{opt} , որը սպասարկում է N_{opt} քանակությամբ բջջային տարածքներ:

Կապուղիների m քանակը կախված բջջային տարածքներից, տարբեր կառուցվածքային մակարդակների միավորների քանակից, միջինում բնութագրվում է հետևյալ ֆունկցիայով.

$$m_{\text{կապուղի}} = f(N_{\text{բջ}}),$$

որտեղ m_0 -ն կապուղիների քանակն է տարածքային կառուցվածքային միավորում, իսկ N -ը g և g է տալիս մեկ կառուցվածքային մակարդակի միավորում բջջային տարբերի քանակը: Տարբեր ասելով հասկանում ենք կամ բջջային հեռախոսներ, կամ բջջային տարածքներ, կամ բազային կայաններ՝ կախված այն բանից, թե որ տարածքն ենք դիտարկում: Տարածքային կառուցվածքային միավորների կապուղիների ճիշտ ընտրությունը բոլոր միացումների պատճառով միացման մեծ հավանականության ապահովման հիմնական նախասյայմանն է:

Բջջային հեռախոսային համակարգի նախագծման ընթացքում, նրա կապուղիների առավելագույն թիվը միավոր մակարդակում կանվանենք կապուղիների թողունակություն, որը որոշում է ինչպես համակարգի չափերը, այպես էլ համակարգում գոյություն ունեցող բջջային արձաններին օգտագործելիության աստիճանը:

Փաստորեն կապուղիների թողունակության ավելորդ մեծացումը բերում է համակարգի չափերի մեծացմանը և քանկացմանը: Իսկ նրա անբավարարության դեպքում բջջային տարածքների մի մասը հնարավոր չի լինում սպասարկել, քանի որ կապուղիները չեն բավարարում արձաններին միջև կապը իրականացնելուն: Այդ դեպքում միևնույն արձանետային համակարգը իրագործելու համար անհրաժեշտ են ավելի շատ թվով բջջային տարածքներ և բազային կայաններ, որոնք մեծացնում են համակարգի չափերը և ինքնարժեքը:

Այժմ ուսումնասիրենք և վերլուծության ենթարկենք ցանկացած տարածքային կառուցվածքային միավորի կապուղիների քանակի և բջջային հեռախոսային քանակի լավագույն հարաբերակցությունը:

Ենթադրենք ունենք հետևյալ հիերարխիկ տարածքային կառուցվածքով ԲՀՀ:

1. Պայմանական $N_{\text{բ}}$ բջջային հեռախոսներ, որոնք գտնվում են մեկ բջջային տարածքի ազդեցության շառավիղում;

2. Ունենք $N_{\text{կ}}$ քանկությամբ բջջային տարածքներ, որոնց սպասարկում է մեկ բազային տարածքային կայանը կամ, որ նույնն է այն բջջային տարածքներն են, որոնք հավաքված են մեկ բազային կայանի ազդեցության դաշտում:

3. Ունենք Q քանակությամբ բազային կայաններ, որոնք միավորվում են ԲՀՀ-ի կենտրոնի հետ:

Այժմ գրենք այդ կապուղիների ֆունկցիոնալ կախվածությունը տարբեր տարածքային կառուցվածքային միավորների քանակից.

$$m_{\text{ա}} = m_{\text{բ}, i-1} * N_{\text{բ}, i-1} \quad (1)$$

որտեղ՝ $m_{\text{ա}}$ — i -րդ հիերարխիկ մակարդակի տարածքային միավորից դուրս եկող կապուղիների միջին քանակն է (թողունակությունը);

$m_{\text{բ}, i-1}$ — $(i-1)$ հիերարխիկ մակարդակի տարածքային միավորից դուրս եկող կապուղիների միջին քանակն է;

$N_{\text{բ}, i-1}$ — տվյալ $(i-1)$ -րդ մակարդակում գտնվող հիերարխիկ միավորների քանակն է, որոնք գտնվում են i -րդ տարածքային կառուցվածքային մակարդակի, միավորի ազդեցության տակ;

α -կոչվում է կապուղիների գործակից ($\alpha < 1$):

Այսպիսով, արդյունքում ստացանք տարբեր հիերարխիկ տարածական կառուցվածքային մակարդակներում կապուղիների ֆունկցիոնալ կախվածությունը համապատասխան մակարդակներում բջջային տարածքային միավորների քանակից:

Գրականություն

1. Գուրգույան Գ.Յ., Բարսեղյան Պ.Լ. Ղանաթյան Յ.Ս., Ուղիղլեկտրոնային սարքերի կոնստրուկտիվություն և միկրոմիմիատրություն, Երևան 1991

2. Գուրգույան Գ.Յ., Բջջային հեռախոսային համակարգերի կապուղիների մոդելավորումը՝ Գողվածների ժողովածու, Տեղեկատվական տեխնոլոգիաներ և կառավարում, 4 Նոյան Տառապան, Երևան 2000.

При решении специальных задач в технике СВЧ зачастую возникает необходимость в использовании циркуляторов и вентилей, которые имеют, по сравнению с серийно выпускаемыми, гораздо лучшие электрические параметры. Конечно, улучшение электрических параметров обычно достигается за счет ухудшения весогабаритных параметров.

В данной работе сделана попытка комбинированного решения проблемы без усложнения технологии изготовления и настройки.

Предложенная конструкция вентиля технологична и, в отличие от серийно выпускаемых, лишена многочисленных подстроечных элементов. Принципиальным отличием от конструкции, предложенной в [1], является то, что переход от Y- к T-соединению выполнен в виде плавного перехода, так называемого "ласточкин хвост". Использование такого перехода позволяет обеспечить более лучшее согласование каналов Y-соединения и избавляет от необходимости использования многочисленных подстроечных элементов при настройке конструкции. Расширение рабочей полосы частот обеспечивается составным феррито-диэлектрическим узлом, позволяющим уменьшить эффективную диэлектрическую проницаемость. Основание конструкции выполнено из единого куска алюминия, а крышка - из двух составных частей, что позволяет настраивать каждую часть вентиля в отдельности (рис. 1). Для обеспечения малых величин внешнего подмагничивающего поля используется феррит с большой намагниченностью насыщения. Для хорошего согласования каналов на диэлектрической втулке используется кольцевой паз, а идентичность электрических параметров каналов вентиля обеспечивается посредством согласующих отверстий (рис. 2). Значительное улучшение весогабаритных параметров вентиля обусловлено применением малогабаритной нагрузки типа фланец [2]. Электрические параметры составного вентиля 8мм диапазона приведены в таблице.

Марка феррита	Полоса пропускания, % на уровне развязки		Прямые потери, дБ	КСВН от входа и выхода
	более 40 дБ	более 50 дБ		
1 СЧ 4	± 15	± 12	1.1	1.28
2 СЧ 4	± 16.5	± 15.5	0.9	1.24

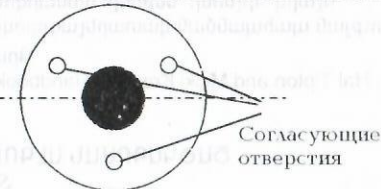
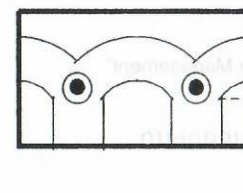


Рис. 1. Конструкция вентиля 8мм диапазона Рис. 2. Феррито-диэлектрический узел

Литература

1. Кочарян Р.Г., Зазян Г.З., Барсегян А.К. и др. Составной волноводный вентиль 3-см диапазона длин волн. // Электроника СВЧ. Вып. 10(394), 1986.
2. Барсегян А.К. Универсальная малогабаритная нагрузка типа фланец // Известия НАН Армении и ГИУА. Серия ТН, №2, 1988.

ԻՆՖՈՐՄԱՑԻԱՅԻ ՊԱՇՏՊԱՆՈՒԹՅԱՆ ԱՐԱՄԱՐԿԱՑՄԱՆ ՍՈՂԵԼՆԵՐԸ

S. Մերելյան

Առաջին մոդելներից մեկը Բիբայի (Biba) մոդելն է: Ըստ այդ մոդելի բոլոր օբյեկտները և սուբյեկտները նախապես բաժանվում են մուտքի մի քանի մակարդակներով, այնուհետև որանց փոխազդեցության վրա դրվում են հետևյալ սահմանափակումները՝

- սուբյեկտը չի կարող կանչել ավելի բարձր մակարդակի սուբյեկտին կատարման համար,
- սուբյեկտը չի կարող փոփոխել ավելի բարձր մակարդակի մուտքով սուբյեկտներին:

Գոգեն-Մեզգիերի (Goguen-Meseguer) մոդելը հիմնված է ավտոմատների տեսության վրա: Համաձայն նրա համակարգը յուրաքանչյուր գործողության ժամանակ կարող է մեկ թույլատրված վիճակից անցնել միայն մի քանի այլ վիճակների:

Տվյալ պաշտպանության մոդելում սուբյեկտները և օբյեկտները բաժանվում են խմբերի՝ դոմենների, և համակարգի անցումը մի վիճակից մյուսը կատարվում է միայն համաձայն, այսպես՝ կոչված, թույլտվությունների առկայությամբ, որտեղ նշված է, թե ինչ օպերացիաներ կարող է կատարել սուբյեկտը, օրինակ. A դոմենից B դոմենի օբյեկտի նկատմամբ: Այս մոդելում համակարգի մի վիճակից մյուսին անցնելու ժամանակ կատարվում են տրանզակցիաներ, որը ապահովում է համակարգի ընդհանուր ամբողջականությունը:

Սաթերլենդական (անգլ. Sutherland) պաշտպանության մոդելը հիմնականում ուշադրությունը դարձնում է սուբյեկտի և ինֆորմացիայի հոսքի փոխազդեցության վրա:

Ինչպես նախկին մոդելում, այստեղ օգտագործվում են մեքենայի վիճակներ բազմաթիվ թույլատրված վիճակների կոմբինացիայով և սկզբնական դիրքերի որոշ հավաքածուներ: Այս մոդելում հետազոտվում են մի վիճակից մյուսը անցման ժամանակ ֆունկցիաների տարբեր կոմպոզիցիաների վարքը:

Ինֆորմացիայի պաշտպանության տեսության մեջ կարևոր դեր է խաղում Կլարկ-Վիլսոնի (Clark-Wilson) պաշտպանությունը:

Տվյալ մոդելը հիմնված է տրանզակցիաների համընդհանուր օգտագործման օբյեկտների նկատմամբ սուբյեկտների մուտքի իրավունքների խստով ձևակերպման վրա: Այս մոդելում առաջին անգամ հետազոտված է տվյալ պրոբլեմում երրորդ կողմի պաշտպանությունը, այն է, համակարգի ամբողջ անվտանգությունը պաշտպանող կողմի պաշտպանությունը: Ինֆորմացիոն համակարգերում այդ դերը սովորաբար խաղում է ծրագրի սուպերվիզորը:

Բացի այդ, Կլարկ-Վիլսոնի մոդելում տրանզակցիաները առաջին անգամ կառուցվել են սուբյեկտի ճանաչման մեթոդով (verification): Սուբյեկտի ճանաչումը իրականացվում էր ոչ միայն նրա հրամանի կատարումից առաջ, այլև դրանից հետո: Դա թույլ էր տալիս խուսափել հեղինակի փոփոխումից նրա իսկության ճանաչման և հրամանի միջև:

Կլարկ-Վիլսոնի մեթոդը հիմարվում է ինֆորմացիոն համակարգերի ամբողջականության պահպանման կատարելագործված մեթոդներից մեկը:

Գրականություն

1. Hal Tipton and Micki Krause. "Handbook of Information Security Management"

ԾԱԾԿԱԳՐՄԱՆ ԱԼԳՈՐԻԹՄՆԵՐԻ ԴԱՍԱԿԱՐԳՈՒՄԸ

S. Մերելյան

Ծածկագրման ալգորիթմների նկատմամբ գոյություն ունեն դասակարգման տարբեր սխեմաներ, որոնցից յուրաքանչյուրը հիմնված է բնութագրիչ նշանների խմբի վրա: Այսպիսով միևնույն ալգորիթմը կարող է գոյություն ունենալ մի քանի սխեմաներում, նրանցից յուրաքանչյուրում գտնվելով որևէ մի ենթախմբի մեջ:

Բոլոր ծածկագրման ալգորիթմների դասակարգման հիմնական սխեման հետևյալն է՝

1. Գաղտնագիր: Ուղարկողը և ստացողը հաղորդագրության նկատմամբ կատարում են ձևափոխություններ, որոնք հայտնի են միայն երկուսին: Կողմնակի անձանց հայտնի չէ ծածկագրման ալգորիթմը:

2. Բանալիով ծածկագրում: Հաղորդվող տվյալների վրա կիրառվող ալգորիթմը հայտնի է բոլոր կողմնակի անձանց, սակայն կախված է որոշակի պարամետրից բանալիից: Ծածկագրման բանալին գտնվում է միայն ուղարկողի և ստացողի մոտ:

Ծածկագրման ալգորիթմները բաժանվում են սիմետրիկ և ասիմետրիկ ալգորիթմների խմբերի:

Սիմետրիկ ալգորիթմներում հաղորդագրության ծածկագրման և վերծանման համար օգտագործվում է ինֆորմացիայի միևնույն բլոկը (բանալին):

Ասիմետրիկ ալգորիթմներում հաղորդագրության ծածկագրման համար օգտագործվում է մեկ («բաց») բանալի, որը հայտնի է բոլոր ցանկացողներին, իսկ վերծանման համար մեկ այլ («փակ») բանալի, որը գտնվում է միայն ստացողի մոտ:

Կախված տվյալների վրա ազդեցության բնույթից ալգորիթմները լինում են՝

1. Տեղափոխման ալգորիթմ. Ինֆորմացիայի բլոկները (բայթ, բիթ) իրենք իրենց չեն փոփոխվում, այլ փոփոխվում է նրանց հաջորդման հերթականությունը, որը ինֆորմացիան անհասանելի է դարձնում կողմնակի դիտորդի համար:

2. Տեղադրման ալգորիթմ. Ինֆորմացիայի բլոկները փոփոխվում են ծածկագրման ալգորիթմի կանոններով: Ժամանակակից ալգորիթմների գերակշռող մասը պատկանում է այս խմբին:

Ցանկացած ծածկագրային ձևափոխությունները չեն մեծացնում ինֆորմացիայի ծավալը, այլ միայն փոխում են նրա ներկայացումը: Հետևաբար, եթե ծածկագրման ծրագիրը զգալիորեն (ավելի, քան գլխադիր երկարությունն է) մեծացնում է էլքային ինֆորմացիայի ծավալը, ապա նրա հիմքում ընկած է ոչ օպտիմալ, հնարավոր է նաև սխալ ծածկագրման ալգորիթմ: Ծածկագրված ինֆորմացիոն բլոկի ծավալի փոքրացումը հնարավոր է միայն ծածկագրման համակարգում ներդրված արխիվացման ալգորիթմի առկայության կամ ինֆորմացիայի սեղմելիության պայմանի դեպքում:

Կախված ինֆորմացիայի բլոկի ծավալից ծածկագրման ալգորիթմները բաժանվում են՝

1. Հոսքային շիֆրերի. Կողավորման միավորը հանդիսանում է մեկ բիթը: Կողավորման արդյունքը կախված չէ նախապես անցած մուտքային հոսքից: Տվյալ սխեման կիրառվում է ինֆորմացիայի հաղորդման համակարգերում, այսինքն այն դեպքերում, երբ ինֆորմացիայի հաղորդումը սկսվում է ավարտվում է ժամանակի ցանկացած պահի և կարող է պատահաբար ընդհատվել: Հոսքային շիֆրերի առավել տարածված ներկայացումներից են սկրեմբլերները:

2. Բլոկային շիֆրերի Կողավորման միավորը հանդիսանում է մի քանի բայթերից կազմված բլոկը (ներկայումս 4 - 32): Կողավորման արդյունքը կախված է այդ բլոկի բոլոր մուտքային բայթերից: Այս սխեման օգտագործվում է ինֆորմացիայի փաթեթային հաղորդման և ֆայլերի կողավորման համար:

Գրականություն

1. A.Menezes, P.van Oorshot, S.Vanstone. "Handbook of Applied Cryptography"

ЦИФРОВОЙ МЕТОД СЕГМЕНТАЦИИ НЕПРЕРЫВНОГО ТЕЛЕФОННОГО СИГНАЛА

А. Григорян, М. Григорян

Одной из основных задач при распознавании речи на уровне фонем является сегментация речевого потока на элементарные временные отрезки, параметры которых характеризуют отдельные звуки или различные фазы звуков речи. В процессу сегментации речи посвящено много работ. В частности, в [1] описывается высоконадежный алгоритм сегментации речи, проверенный на материале 90 слов и 8 словосочетаний из 2-3 слов.

В настоящей работе предлагается универсальный алгоритм сегментации произвольных слов и фраз. Для сегментации используются признаки речевого сиг-

нала, которые выделяются аппаратурно и с шагом дискретизации $T = 10$ мсек вводятся в ЭВМ. Способ выделения и ввода признаков в ЭВМ описывается в работе [2].

Принцип сегментации основан на выявлении в речевом сигнале временных участков, где суммарная скорость изменения всех признаков максимальна. Процедура сегментации осуществляется в два этапа. На первом этапе производится сглаживание признаков речевого сигнала с целью устранения случайных и неинформативных изменений выделенных признаков. На втором этапе вычисляется параметр, характеризующий суммарную скорость изменения всех признаков, на основании которого определяется граница между отдельными сегментами.

Функциональная схема цифрового фильтра состоит из ФНЧ для сглаживания признаков и ФВЧ для определения разности первого порядка, характеризующей скорость изменения данного признака.

Сегментирующий параметр Δn , характеризующий суммарную скорость изменения предварительно сглаженных признаков

$$\Delta n = \sum_{i=0}^m k_i |y_{ij}|,$$

где k_i — весовые коэффициенты, определяющие значимость каждого признака; m — количество используемых для сегментации признаков. После вычисления сегментирующего параметра определяются значения n_{ij} , при которых Δn принимает экстремальные значения.

Здесь $i = 0, 1, 2, \dots$ — номера соответствующих экстремумов. При этом значение n_{ij} , при котором Δn принимает максимальное значение, определяет границу между сегментами, а минимумы Δn указывают область внутри данного сегмента, где значение признаков изменяется относительно медленно. Значения n_{ij}^{\min} можно использовать для определения квазистационарного участка при дальнейшей классификации данного сегмента.

Отличительной особенностью описанного метода является то, что в алгоритме исключены операции умножения и деления, за счет чего достигается большое быстродействие.

Была проведена экспериментальная проверка алгоритма на материале 200 произвольно выбранных слов и 70 фраз. Результаты экспериментальной проверки показали высокую точность сегментации телефонных сигналов.

Литература

1. Клинов С.Н., Цемель Г.И. Сегментация речевых сигналов. // Речевое общение в автоматизированных системах. М: Наука, 1975.
2. Григорян А.А. и др. Устройства выделения признаков речи со стандартным сопряжением с ЕС ЭВМ. — В сб. АРСО-11. Ереван 1980.

МЕТОДЫ КОДИРОВАНИЯ В ЦИФРОВЫХ СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ

О. Гомцяц

Структурная схема наиболее общей модели цифровой системы передачи информации (ЦСПИ) состоит из источника-потребителя сообщений, канала связи с помехами и ошибками, кодера источника и кодера канала [1].

Обычно источник сообщений вырабатывает информацию в виде речи, музыки, телевизионного изображения и т.д., которая далее подвергается кодированию в несколько этапов.

В кодеке (кодер-декодер) источника осуществляется кодирование следующими тремя методами [2]:

1. Аналого-цифровое (А/Ц) и цифро-аналоговое (Ц/А) преобразования;
2. Компрессия и экспандирование цифрового сигнала;
3. Шифрование (иногда скремблирование) и дешифрирование.

В свою очередь и кодек канала также может быть представлен тремя другими методами кодирования:

1. Кодирование и декодирование с коррекцией ошибок;
2. Перемежение и деперемежение;
3. Линейное кодирование и декодирование.

Дадим краткую характеристику этих методов.

Во многих системах передачи информации оцифровка аналогового сигнала обычно осуществляется в форматах импульсно-кодовой модуляции (ИКМ), дифференциальной импульсно-кодовой модуляции (ДИКМ) и дельта-модуляции (ДМ).

Для уменьшения скорости передачи в современных системах связи используют сжатие цифрового сигнала с помощью вокодеров.

Защита каналов от несанкционированного доступа (НСД) может быть обеспечена различными методами шифрования. При этом степень защиты информации определяется сложностью ключей и паролей, а также методами их обмена, которые используются в момент установления соединения.

В каналах связи передаваемая информация подвергается различного рода искажениям и ошибкам. Исправление цифровых ошибок осуществляется с помощью помехоустойчивого кодирования. При этом широкое применение находят такие коды как Рида-Соломона, сверточные, Турбо-коды и другие.

Часто ошибки, возникающие в линии связи, группируются в пакеты (пачки) и поэтому для их преобразования в одиночные используется, так называемое, перемежение с различной глубиной. Последовательное соединение корректирующего кода и перемежителя является очень эффективной системой для устранения пачек ошибок.

Наконец, последним этапом является линейное кодирование, при котором удается решить такие вопросы, как согласование характеристик сигнала с линией связи, передача информации о синхросигнале и др. [3]. При этом существуют различные форматы кодов передачи, такие как без возврата к нулю (БВН), с возвратом к нулю (ВН), бифазные, с чередованием полярности импульсов (ЧПИ), многие из которых нашли практическое применение.

В заключение укажем, что рассмотренные методы кодирования, а также следующие за ними методы модуляции могут использоваться в различных сочетаниях в современных цифровых системах передачи, обработки и хранения информации.

Литература

1. Haykin S. Communication Systems. 3rd Ed. John Wiley & Sons, Inc., 1994.
2. Gomsyan H.A. A Multilevel Model of the DCS. International Journal "Information Technology and Management", Yerevan, № 1, 2001, 3 pages.
3. Багдасарян О.В., Гомцяц О.А., Мегаворян Д.М. Кодирование линейных сигналов цифровых волоконно-оптических систем связи // Известия НАН Армении и ГИУА, серия: ТН, том 51, № 2, 1998, стр. 216-221.

КОНСТРУИРОВАНИЕ, ИЗГОТОВЛЕНИЕ, ИЗМЕРЕНИЕ ДН И УСТАНОВКА ДЛО НА РОТ-54/2.6

А.Саркисян

В 1995-96 гг. в конструкторском бюро и в мастерской опытно-экспериментального завода НИИРИ согласно расчетам была сконструирована и изготовлена волноводно-щелевая антенная решетка, призванная служить дополнительным линейным облучателем (ДЛО) для антенны радиооптического телескопа РОТ-54/2.6 в диапазоне длин волн $\lambda = 20$ см. Конструирование ДЛО было произведено, исходя из решения об установке его в дальнейшем при помощи монтажа на опорном диске, закрепленном на опорном кольце малого зеркала, несущем механизмы перемещения устройств, устанавливаемых в радиофокусе антенны. ДЛО был изготовлен из двух секций согнутого в трубу, прямоугольного сечения, полированного изнутри металлического листа толщиной 2 мм. С целью избежания паразитных отражений волны от запаянного конца волноводной секции внутрь волновода была установлена диэлектрическая втулка. Щели были прорезаны в шахматном порядке на широких стенках волновода. Для возбуждения электромагнитной волны в волноводе была изготовлена по специальным расчетам кабельно-волноводная переходная секция. С целью стабильного закрепления ДЛО в расчетном положении ниже точки радиофокуса были сконструированы и изготовлены четыре несущие тяги, закрепляющиеся хомутом чуть выше половины длины волновода ДЛО.

Радиосигнал, поступающий на вход радиометра, должен был содержать две составляющие: от основного и дополнительного облучателей. Тройник СВЧ, установленный на входе радиометра, играл роль сумматора мощностей от ДЛО и основного облучателя. С целью наладки режима распространения радиоволн в кабеле, связывающем ДЛО и радиометр, было решено подсоединить волноводный фазовращатель tromбонного типа к участку схемы между тройником и кабелем, идущим ко входу ДЛО. Изменением длины фазовращательной волноводной секции достигалось необходимое согласование в линии.

Измерение основных характеристик ДЛО было проведено методом измерений в дальней зоне на специальной площадке на территории Арагацского научного центра НИИР. Измеренные в двух плоскостях диаграммы направленности ДЛО позволили судить о том, что облучатель имеет диаграмму направленности, один из лепестков которой в плоскости, продольной ДЛО направлен к поверхности основного зеркала. В плоскости, перпендикулярной оси ДЛО, диаграмма направленности имеет вид ДН изотропного облучателя. Именно такого отражаемой от поверхности главного сферического зеркала антенны, вида ДН необходима для того, чтобы ДЛО смог выполнять предназначенную для него функцию: собирать ту часть энергии, которая не попадает на поверхность малого зеркала.

Дополнительный линейный облучатель был установлен на антенну радиооптического телескопа РОТ-54/2.6 в мае 1996 года (рис. 1). Сразу вслед за установкой и в течение последующих двух лет вплоть до демонтажа ДЛО, были проведены измерения характеристик антенны при наличии ДЛО.

Поскольку установка ДЛО увеличивает значение геометрического множителя коэффициента использования поверхности (КИП), то целесообразно оценить возможные пределы улучшения направленных свойств двухзеркальных сферических антенн при наличии дополнительного облучателя. Теоретически, увеличить размер действующего раскрыва можно до $0.707 R_0$ в радиусе (здесь R_0 — радиус

геометрического раскрыва основного зеркала) и возможно больше. В таком случае значение КИП геометрического, представляющего собой величину, пропорциональную отношению диаметров сферы и действующего раскрыва, изменится от прежнего значения 0.6 до 0.707. Таким образом, использование ДЛО теоретически допускает увеличение значения КИП геометрического на 17.8%. В конкретном случае ДЛО, конструирование и изготовление которого были описаны, величина радиуса действующего раскрыва увеличена до $0.72 R_0$.



Рис. 1. Установка ДЛО на РОТ-54/2.6.

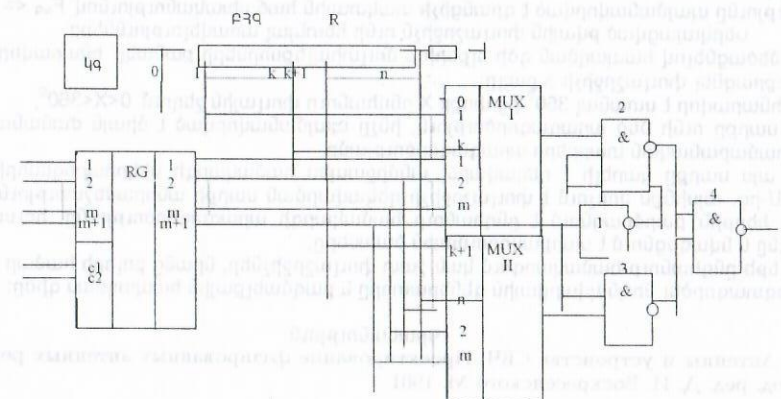
ԹՎԱՅԻՆ ՓՈՒԼԱՇՐՋԻՉ

Յ.Քալայան

Հայտնի են թվային փուլաշրջիչի կառուցման բազմաթիվ տարբերակներ [1,2,3]: Սույն աշխատանքում առաջարկվում է թվային փուլաշրջիչի կառուցման տարբերակ, որն աչքի է ընկնում սխեմայի պարզությամբ, բարձր ճշտությամբ և կառավարման գործընթացի հեշտ իրականացմամբ:

Ներկայումս գոյություն ունեցող թվային փուլաշրջիչները իրականացնում են ազդանշանի փուլի աստիճանային փոփոխություն, ընդ որում ազդանշանի փուլը չի կարող փոքր լինել որոշակի մեծությունից, որը պայմանավորված է փուլաշրջիչի Δ քայլով $\Delta = 2^p 2\pi$, որտեղ p —ն փուլաշրջիչի կարգայնությունն է ($p = 1, 2, 5$): Այս փուլաշրջիչների Δ քայլի փոքրացումը և հետևաբար p կարգայնության մեծացումը հանգեցնում է փուլաշրջիչի կառուցվածքի և տեխնիկական իրականացման զգալի բարդեցմանը և սարքի արագագործության նվազմանը:

Սեր նպատակն է ստանալ վերոհիշյալ բերություններից զերծ թվային փուլաշրջիչը: Թվային փուլաշրջիչի կառուցվածքային սխեման բերված է նկարում:



Սարքի կառուցվածքային սխեմայի կազմի մեջ մտնում են ԿԳ կվարցային գեներատոր, ԲԳ բազմաելեքային հապաղման գծի, ԲԳ գրանցիչ, ՄՄՄ մուլտիպլեքսորներ, ԵԿ-ՈԶ և ՈԶ տարրեր: Բազմաելեքային հապաղման գծի առանձնահատկությունն այն է, որ նրա յուրաքանչյուր իրար հաջորդող երկու էլեքտրոն առկա ազդանշանների միջև կա փուլաշրջիչի Δ քայլին հավասար փուլային շեղում: Հապաղման գծի էլեքտրի քանակը արվում է հավասար սխեմայում օգտագործված մուլտիպլեքսորների ինֆորմացիոն մուլտիքրի քանակին: Այստեղից հետևում է, որ փուլաշրջիչի Δ քայլը հավասար է $\Delta = 2\pi/n$, որտեղ n -ը մուլտիպլեքսորների ինֆորմացիոն մուլտիքրի քանակն է: Իր հեթոքին $n = M \times K$, որտեղ M -ը սխեմայում օգտագործված մուլտիպլեքսորների քանակն է, K -ն մուլտիպլեքսորների ինֆորմացիոն մուլտիքրի քանակը $K = 2m$ (m - մուլտիպլեքսորների ղեկավարող մուլտիքրի կարգայնությունը): Եթե անհրաժեշտ է, որ փուլաշրջիչը ապահովի 2π -ից փոքր փուլային շեղում, ապա $\Delta = X/n$, որտեղ $0 < X < 2\pi$: Գրանցիչի նպատակն է, իր մուլտիքրի տրված համապատասխան փուլային շեղման ազդանշանը երկուսական կողի տեսքով, հաղորդել մուլտիպլեքսորների ղեկավարող մուլտիքրին և բացի այդ կատարել սխեմայում օգտագործված մուլտիպլեքսորների էլեքային ազդանշանների կոմուտացիա:

Սխեմայի աշխատանքի սկզբունքը հետևյալն է կվարցային գեներատորի ազդանշանը, անցնելով բազմաելեքային հապաղման գծով, նրա իրար հաջորդող էլեքտրի հասնում է միմյանց նկատմամբ Δ փուլային շեղումով: Հապաղման գծի էլեքրը միացված են մուլտիպլեքսորների ինֆորմացիոն մուլտիքրին: Մուլտիպլեքսորի ղեկավարող մուլտիքրին գրանցիչից եկած անհրաժեշտ փուլային շեղման ազդանշանի համապատասխան մուլտիպլեքսորի էլեքրում լինում է տվյալ փուլային շեղումով ինֆորմացիոն մուլտիքրի ազդանշանը: Եթե գրանցիչի էլեքրում առկա երկուսական թվային կողը ունենում է նույն m կարգայնությունը, ինչոր ունեն մուլտիպլեքսորի ղեկավարող մուլտիքրը, ապա շնորհիվ գրանցիչի $m+1$ կարգանի էլեքրում եղած ցածր մակարդակով ազդանշանի այսինքն տրամաբանական 0 -ի, 1 և 3 տարրերի, էլեքրում լինում է տրամաբանական 1 ազդանշան, ինչը թույլ է տալիս, որ 1 -ին մուլտիպլեքսորի էլեքային ազդանշանը 2 և 4 տարրերի միջով անցնի սխեմայի էլեքրին: Իսկ եթե գրանցիչի էլեքրում անհրաժեշտ փուլային շեղմանը համապատասխանող երկուսական թվային կողի կարգայնությունը մեծ է մուլտիպլեքսորի ղեկավարող մուլտիքրի m կարգայնությունից, ապա շնորհիվ գրանցիչի $m+1$ կարգանի էլեքրում եղած բարձր մակարդակով ազդանշանի այսինքն տրամաբանական 1 -ի, 1 և 2 տարրերի էլեքրում համապատասխանաբար կլինեն տրամաբանական 0 և 1 ազդանշաններ, ինչը կապահովի ՈԶ-ը մուլտիպլեքսորի էլեքային ազդանշանի անցումը 3 և 4 տարրերի միջով դեպի սխեմայի էլեքր:

Սխեմայի արագազորությունը հավասար է նրա ամենացածր արագազորություն ունեցող տարրի, այսինքն ԲԳ գրանցիչի արագազորությանը $T_{RG} = T_{գր} + T_{կար}$, որտեղ $T_{գր}$ -ը և $T_{կար}$ -ը համապատասխանաբար գրանցման և կարողալու ժամանակահատվածներն են: Գրանցիչի տակտային հաճախականությունը $F_{RG} = 1/T_{RG}$, որը ժամանակակից գրանցիչների մոտ հասնում է հարյուրավոր մեգահերցերի: Կվարցային գեներատորի հաճախականությունը պայմանավորված է գրանցիչի տակտային հաճախականությունով $F_{գր} \approx F_{RG}$:

Ներկայացված թվային փուլաշրջիչն ունի հետևյալ առավելությունները.

1. մեծացնելով հապաղման գծի էլեքրի և մուլտիպլեքսորների քանակը՝ հնարավոր է շատ փոքրացնել փուլաշրջիչի Δ քայլը;
2. հնարավոր է ստանալ 360° -ից փոքր X ընդհանուր փուլային շեղում $0 < X < 360^\circ$;
3. սարքը ունի մեծ արագազորություն, ինչը պայմանավորված է միայն ժամանակակից տրամաբանական տարրերի արագազորությամբ;
4. այս սարքը կարելի է ղեկավարել անմիջապես համակարգի միկրոպրոցեսորից կամ էՄԿ-ից, այսինքն կորչում է փուլաշրջիչի ղեկավարման սարքի անհրաժեշտությունը, ինչը իր հերթին բարձրացնում է ընդհանուր համակարգի արագազորությունը, հուսալիությունը և նվազեցնում է սարքավորումային ծախսերը;
5. եթե ընդհանուր համակարգում կան շատ փուլաշրջիչներ, նրանց բոլորի համար կարելի է օգտագործել նույն կվարցային գեներատորը և բազմաելեքային հապաղման գիծը:

Գրականություն

1. Антенны и устройства СВЧ. Проектирование фазированных антенных решеток/ Под. ред. Д. И. Воскресенского М, 1981

2. Пухалский Г. И. Проектирование дискретных устройств на интегральных микросхемах. М, 1990
3. Хижга Г. С. СВЧ фазавращатели и переключатели. Особенности создания на p-i-n- диодах в интегральном исполнении. М, 1983

ՖԵՈՒՄՏԱՏԵՍԱՅԻՆ ՀԱՂՈՐԴԻՉՆԵՐԻ ԱՇԽԱՏՈՒՆԱԿՈՒԹՅԱՆ ՎԵՐԱՀԱՄԱՐՈՒՄ ԿՎՏՐԱՏԱԿԱՆ ԱՎՏՈՄԱՏ ՀԱՄԱԿԱՐԳԻ ԴԵՐԸ ՖԵՈՒՄՏԱՏԵՍԱՅԻՆ ՑԱՆՑԵՐՈՒՄ

Ս. Դավթյան

Ֆեռուստատեսային (ՖՏ) հաղորդիչների վերահսկման և չափումների համակարգի կողմից լուծվող խնդիրները հետևյալն են.

1. ՖՏ հաղորդիչների աշխատունակության վերահսկում;
2. ՖՏ հաղորդիչների աշխատունակության տեխնիկական արատորոշում և կանխագուշակում;
3. Խսկումա - չափիչ ինֆորմացիայի համապատասխան մշակում:

Ինչպես ՖՏ հաղորդիչի աշխատունակության վերահսկումը, այնպես էլ արատորոշիչ վերահսկումը իրականացվում է ՖՏ հաղորդիչների էլեքրում չափիչ ազդանշանների կամ փորձարկիչ տողերի ազդանշանների որոշակի բաղադրիչների աղավաղման աստիճանով:

ՖՏ հաղորդիչը և նրա առանձին տարրերը կարող են գտնվել թույլատրելի և անբույլատրելի վիճակների դասում, որը որոշվում է նրանց բնութագրերի և պարամետրերի արժեքներով: Աշխատունակության էությունը վերահսկման անբույլատրելի վիճակների հայտնաբերումն է: Սակայն աշխատունակության վերահսկման արդյունքները ամբողջությամբ չեն գնահատում տեխնիկական վիճակը, քանի որ աշխատունակության կորստի դեպքում (հաղորդիչի անցումը անբույլատրելի վիճակի դաս) անհրաժեշտ է հայտնաբերել ֆունկցիոնալ էլեմենտը, որը հանդիսացել է այդ վիճակի պատճառը: Գտնել այդպիսի ֆունկցիոնալ տարրը նշանակում է անսարքությունը լուրջացնել մանրամասնության ընտրված աստիճանով:

Հսկումա - չափիչ գործողությունների ամբողջականությունը, որն անհրաժեշտ է կատարել անսարքության լուրջացման համար, որոշում է տեխնիկական արատորոշման պրոցեսի պարունակությունը:

Տեխնիկական արատորոշումը կարող է իրականացվել, եթե խիտորոշվող օբյեկտն ունի հետևյալ հատկությունները.

1. կարող է գտնվել, ծայրահեղ դեպքում, երկու փոխբացառող և տարբեր վիճակներում. աշխատունակ և անաշխատունակ, այսինքն խափանման վիճակում;
2. կարող է մասնատվել ֆունկցիոնալ տարրերի, որոնցից յուրաքանչյուրը նույնպես, ինչպես և ընդհանուր սարքավորումը, կարող է գտնվել վերը նշված վիճակներից որևէ մեկում:

ՖՏ հաղորդիչները բավարարում են ինչպես առաջին, այնպես էլ երկրորդ պայմանին:

Ախտորոշվող օբյեկտը, որի ֆունկցիոնալ մոդելը պարունակում է N տարր, կարող է գտնվել բազմաթիվ $2^N - 1$ վիճակներից մեկում: Վիճակները որոշվում են արատորոշման ծրագրի մեջ մտնող ստուգումների որոշ հաջողականության կատարմամբ: Ստուգումը գործողությունների ամբողջականություն է, որը կատարվում է արատորոշման օբյեկտի վրա որոշակի արդյունքի ստացման նպատակով, ըստ որի կարելի է դատել, ծայրահեղ դեպքում, համակարգի մեկ էլեմենտի վիճակի մասին: Ստուգումների ամբողջականությունը, որը բավարար է օբյեկտի նախապես համծնարարված բոլոր վիճակների հայտնաբերման համար, անվանում են արատորոշիչ թեստ:

Այսպիսով ՖՏ հաղորդիչների աշխատունակության վերահսկման և վերահսկման արատորոշիչ համակարգի հիմնական նշանակությունը ՖՏ հաղորդիչում բոլոր անսարքությունների հայտնաբերման և խափանման տեղերի լուրջացումն է:

Սակայն որոշ գործոնների երկարատև ազդեցությամբ պայմանավորված անսարքությունների գծալի մասը կարող է հայտնաբերվել մինչև համակարգի անցումը անբույլատրելի վիճակի դաս: Այդպիսի գործոնների թվին կարող է դասվել, օրինակ, սարքավոր-

ման էլեմենտների ծերացումը: Գործոնների վարմունքը հանգեցնում է տարրերի պարամետրերի փոփոխման որոշակի օրինաչափության, որը հնարավորություն է տալիս կանխագուշակել ամբողջ օղակի աշխատունակության փոփոխությունը: տարրերի վիճակի կանխագուշակումը և անսարքությունների ժամանակին լուրջացումը թույլ է տալիս գալիորեն բարձրացնել ՀՏ հաղորդիչների աշխատունակությունը:

ՀՏ հաղորդիչների աշխատունակության վերահսկումը, հետևաբար նաև, արատորոշումը և կանխագուշակումը, իրականացվում է երեք տասնյակից ավելի պարամետրերի չափման և դրանց արդյունքների հետագա վերլուծման ճանապարհով:

Պրոցեսը ինքնին բարդ և աշխատատար գործընթաց է: Ընդ որում, որքան փոքր է շահագործող անձնակազմի գործոնը, այնքան ստույգ են ստացվում չափման, հետևաբար նաև, վերլուծության արդյունքները:

Այստեղից էլ կարևորվում է ՀՏ հաղորդիչների աշխատունակության վերահսկման, ինչպես նաև տեխնիկական արատորոշման և կանխագուշակման ավտոմատ համակարգերի դերը հեռուստատեսային ցանցերում:

Գրականություն

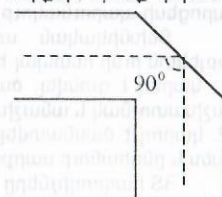
1. Кривошеев М.И. Основы телевизионных измерений.-М.:Радио и связь, 1989 .
2. Правила технической эксплуатации средств вещательного телевидения (ПТЭ-95) - М.:Радио и связь, 1995.

ԲԱԶՄԱԱԼԻՔԱՅԻՆ ԴՆՈՒՄՍԱՏԵՍԱՅԻՆ ԴՆՈՒՐՈՎԱԿԱՆ ՀԱՄԱԿԱՐԳՈՒՄ ԱԶԴԱՆՇԱՆՆԵՐԻ ՆՈՐ ԲՎԱԶԻՕՊՏԻԿԱԿԱՆ ԳՈՒՄԱՐԻՉԻ ՄՇԱԿՈՒՄ

ժ. Դովսեփյան, Ն. Ստեփանյան

1. Հարթ հայելիով 90°-ի տակ բեկվածք

Բազմաալիքային ալիքատարներով համակարգերում արդեն ստեղծված են բազմաթիվ արդյունավետ գործող սարքեր՝ փուլապտտիչներ, մարիչներ, կլանիչներ, համաձայնեցված բեռներ, ճյուղավորիչներ և այլն: Այս բոլոր սարքերը սկզբունքորեն չեն տարբերվում սովորական ալիքատարային տարրերից և կարող են աշխատել ինչպես միաալիքային, այնպես էլ բազմաալիքային ռեժիմում: Սակայն գոյություն ունեն սարքեր, որոնք գործում են և ունեն բավարարող բնութագրեր միայն բազմաալիքային ալիքատարներում. որտեղ ուղղահայաց կտրվածքի չափերը շատ ավելի մեծ են ալիքի երկարությունից: Ալիքատարի պատի այն բեկվածքները, որոնք հարթ հայելու պես բերում են ալիքի տարածման ուղղության 90°-ի շեղու կոչվում են անկյունակներ (նկ 1): Պարզ և փոքր չափեր ունեցող անկյունակները ունեն բազմաթիվ կիրառումներ (ալիքատարային գծի ուղղության փոփոխում, համախոսությունների բաժանման զտիչներ, լայնաշերտ ճյուղավորիչներ և այլն):



Նկ 1. Հարթ հայելիով 90°-ի տակ բեկվածքը

Հարթ հայելու դեպքում, քանի որ անկման անկյունը հավասար է անդրադարձման անկյանը, ապա պետք է ենթադրել, որ, ալիքի երկարության փոքրացման (ավելի ծիշտ ալիքի երկարության և ալիքատարի ընդլայնական կտրվածքի հարաբերության փոքրացման) դեպքում անկյունակը կաշխատի որպես իդեալական հայելի: Կորուստները, այսինքն, աշխատանքային ալիքի հզորության փոքրացումը անկյունակը անցնելուց հետո, պետք է վերագրել դիֆրակցիոն երևույթների հետևանքով առաջացած պարագիտային ալիքների: Կլոր ալիքատարում կորուստները հատկապես փոքր են H_{01} ալիքի համար, ուր ձևափոխման վրա կորուստները համեմատական են $(\lambda/a)^2$:

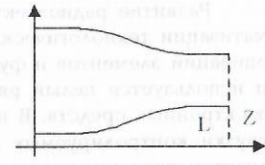
Կլոր ալիքատարում էլեկտրամագնիսական ալիքի հզորության կորուստները որոշվում են հետևյալ բանաձևով

$$p = \frac{c}{(ka)^m}$$

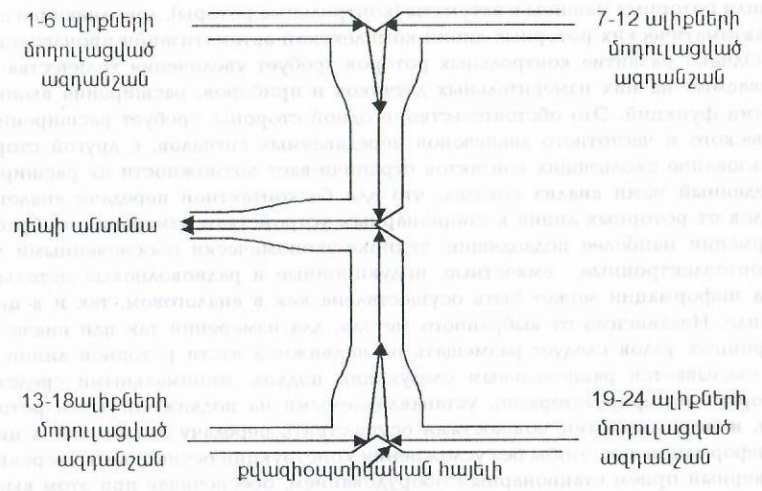
որտեղ $k = 2\pi/\lambda$ - կոչվում է ալիքային թիվ, a - կլոր ալիքատարի տրամագիծն է: H_{0n} սիմետրիկ մագնիսական ալիքների դեպքում $m = 3/2$, $c = 8,7$

2. Հարթեցված անցումներ:

Ալիքատարային անցումներում պարագիտային տիպի ալիքների էներգիան փոքրանում է անցման L երկարությունը մեծացնելիս: Սակայն այս ուղին նպատակահարմար չէ, քանի որ պահանջվում է անցման մեծ երկարություններ: Մյուս տարբերակի հիմքում ընկած է հիմնական ալիքատարների և անցումային ալիքատարի միջև համաձայնեցման լավացումը, որը կոչվում է հարթեցված անցում (նկ 2):



Նկ 2. Հարթեցված անցում



Նկ 3. Բլազիօպտիկական գուճարիչ:

Որպես կանոն, ալիքատարային անցումները լայն համախային տիրույթում պետք է ունենան փոքր կորուստներ: Եթե այդ պահանջը չի դրվում, ապա որևէ ալիքի ամպլիտուդը փոքրացնելու համար կարելի է օգտագործել բեկվածքներով ալիքատարային անցումներում առաջացող պարագիտային ալիքի ամպլիտուդի ինտերֆերենցիոն կառուցվածքը: Տեսականորեն կարելի է ցույց տալ, որ անցման L երկարության և բեկվածքի անկյան որոշակի մեծությունների դեպքում պարագիտային ալիքների էներգիան նվազագույնն է:

Հաշվի առնելով վերը նշվածները՝ ներկայացնենք ալիքատարային գուճարիչի օրինակ (նկ 3), որը նախատեսված է թվով չորս հեռուստատեսային վեցալիքային հաղորդիչների ազդանշանների էներգիան գուճարելու և ուղղելու դեպի հաղորդող անտենան:

Գրականություն

1. Ваганов Р. Б., Матвеев Р. Ф., Мериакри В. В. Многоволновые волноводы со случайными неперегустями. - М: Советское радио, -1972.-с.52-54.
2. Кацеленбаум Б. З. Теория неперугярных волноводов с медленно меняющимися параметрами. - М: Издательство академии наук СССР, -1961. - с.141-151.
3. Янке Е., Эмде Ф., Лёш Ф. Специальные функции. - М: Главная редакция физико-математической литературы, -1977. -с.249.

ПРОБЛЕМЫ РАЗВИТИЯ И ИСПОЛЬЗОВАНИЯ РОТОРНЫХ ЛИНИЙ В ПРОЦЕССАХ АВТОМАТИЧЕСКОГО ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ

М. Гарибян

Развитие радиоэлектроники выдвигает требование повышения степени автоматизации технологических процессов производства и контрольно-измерительных операций элементов и функциональных узлов РЭА. В настоящее время разработан и используется целый ряд автоматических систем контроля параметров радиоэлектронных средств. В них для автоматической загрузки, контактирования и выгрузки контролируемых изделий используются различные автоматические и полуавтоматические контактирующие головки и манипуляторы, которые, в свою очередь, нуждаются в развитии. В последнее время для решения этих задач применение получили роторные машины и автоматы (контрольные роторы), дополняющие структуру автоматических роторных линий комплексной автоматизации производства.

Однако развитие контрольных роторов требует увеличения количества устанавливаемых на них измерительных датчиков и приборов, расширения выполняемых ими функций. Это обстоятельство, с одной стороны, требует расширения динамического и частотного диапазонов передаваемых сигналов, с другой стороны, использование скользящих контактов ограничивает возможности их расширения. Проведенный нами анализ показал, что для бесконтактной передачи аналоговых сигналов от роторных линий к стационарным устройствам измерения и обработки информации наиболее подходящими, технико-экономически обоснованными могут быть оптоэлектронные, емкостные, индукционные и радиоволновые методы. Передача информации может быть осуществлена как в аналоговом, так и в цифровом виде. Независимо от выбранного метода, для измерений так или иначе часть электронных узлов следует размещать на подвижной части роторной линии. При этом оказывается рациональным следующий подход: минимальными средствами (приборами-интерпретаторами), устанавливаемыми на подвижной части роторной линии, и минимальными мощностями осуществить передачу аналоговой и цифровой информации так, чтобы без усложнения конструкции осуществить уверенный и достоверный прием стационарным оборудованием, обеспечивая при этом высокие метрологические характеристики. Оптимизация решения этой задачи во многом определяется выбором того или иного метода передачи сигналов через канал связи.

Для выбора метода и организации канала связи следует учесть характер, форму и количество передаваемых сигналов, динамический и частотный диапазоны, точность, скорость и другие параметры передаваемой информации.

В условиях близкорасположенных промышленных источников радиопомех радиоволновой метод требует дополнительных средств защиты от помех, что приводит к усложнению конструкции аппаратуры, устанавливаемой на вращающейся части роторной линии.

При емкостном и индукционном методах значительное влияние на канал связи оказывают паразитные емкости и индуктивности металлических узлов роторной линии, сторонние электрические и магнитные поля.

При оптоэлектронном методе канал связи представляется неуязвимым от опасных для всех предыдущих методов воздействий. Оптоэлектронный канал связи может быть как открытым, так и закрытым. Во втором случае канал связи защищен от прямого попадания на фотоприемник оптических помех. Оптоэлектронный канал связи должен быть направленным, что позволит избежать усложнения аппаратуры.

Литература

1. Тилиапов В.Н. Автоматические роторные линии в радиоэлектронной промышленности. М.: Машиностроение, 1980.
2. Иванов А.А. Гибкие производственные системы в приборостроении. М.: Машиностроение, 1988.
3. Гарибян М.С. Некоторые вопросы оптимизации конструкций КИ систем РЭА. //Межвузовский тематический сборник научных трудов по радиоэлектронике. ЕрПИ, 1984.

ВЛИЯНИЕ РАССОГЛАСОВАНИЯ НА ПОГРЕШНОСТИ АМПЛИТУДНО-ФАЗОВЫХ ИЗМЕРЕНИЙ НА СВЧ

С. Берберян, А. Овсепян

В случае высокоточных измерений амплитуды и фазы на СВЧ, при расчете погрешностей, необходимо учитывать влияние отражений в измерительном тракте.

В случае антенных измерений амплитудно-фазовое распределение в раскрыве антенны [1]. На точность измерения влияет рассогласование зонда с открытым пространством и измерительного устройства с зондом. При измерениях в закрытом тракте точность измерения зависит от суммарных отражений как в самом тракте, так и от устройств в тракте.

Измерительный стэнд можно представить в виде нагруженной на конце длинной линии без потерь. Волна в такой линии описывается уравнением Гельмгольца [2], [3]:

$$\frac{d^2 \dot{U}}{dz^2} - \gamma^2 \dot{U} = 0 \quad (1)$$

где \dot{U} - комплексная амплитуда волны, γ - коэффициент распространения волны, z - значение координаты вдоль распространяющейся волны.

Коэффициент распространения γ в общем случае равен

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad (2)$$

где α - коэффициент ослабления, β - коэффициент фазы.

Для линии без потерь:

$$\alpha = 0, \quad \beta = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (3)$$

где λ - длина волны.

Рассмотрим волну в нагруженной на конце длинной линии, где начало координат расположено в точке подключения нагрузки.

На расстоянии l от нагрузки комплексные величины падающей $\dot{U}_{пад}(l)$ и отраженной $\dot{U}_{отр}(l)$ волн:

$$\dot{U}_{пад}(l) = \dot{U}_{0\text{пад}} e^{-\gamma l} \quad (4)$$

$$\dot{U}_{отр}(l) = \dot{U}_{0\text{отр}} e^{-\gamma l}$$

Согласование в линии характеризуется коэффициентом отражения от нагрузки:

$$\rho = \frac{\dot{U}_{отр}}{\dot{U}_{пад}} = \rho e^{-\gamma l} \quad (5)$$

Результирующая волна в линии - результат интерференции падающей и отраженной волн:

$$\dot{U}(l) = \dot{U}_{\text{пад}}(l) + \dot{U}_{\text{отр}}(l) \quad (6)$$

Учитывая, что линия без потерь получим

$$\dot{U}(l) = \dot{U}_{\text{отраж}} e^{j\beta l} (1 + \rho e^{-2j\beta l}) \quad (7)$$

Преобразовав (7) по формуле Эйлера получим

$$\dot{U}(l) = \dot{U}_{\text{отраж}} e^{j\beta l} [1 + \rho \cos(2\beta l - \varphi_{\rho}) - j\rho \sin(2\beta l - \varphi_{\rho})] \quad (8)$$

Погрешность измерения фазы определяется отклонением фазового распределения вдоль линии от линейного закона, которое определяется из (8):

$$\Delta\varphi(l) = \arctg \frac{\rho \sin(2\beta l - \varphi_{\rho})}{1 + \rho \cos(2\beta l - \varphi_{\rho})} \quad (9)$$

На рис.1 представлена зависимость погрешности измерения фазы $\Delta\varphi$ от коэффициента стоячей волны K в измерительном тракте:

$$K = \frac{1 + \rho}{1 - \rho} \quad (10)$$

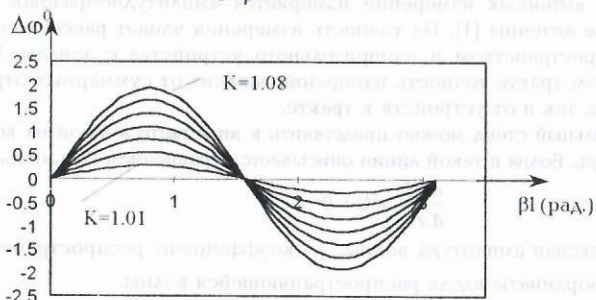


Рис. 1. Зависимость фазовой погрешности $\Delta\varphi$ вдоль линии от K .

Погрешность измерения амплитуды путем несложных преобразований можно получить из (8):

$$\Delta A = \sqrt{1 + \rho^2 + 2\rho \cos(2\beta l - \varphi_{\rho})} \quad (11)$$

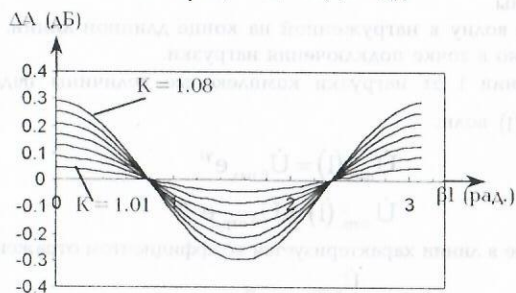


Рис.2. Зависимость амплитудной погрешности ΔA вдоль линии от K .

По формулам (9), (11) или по графикам рис. 2,3 можно задавшись допустимой погрешностью измерений определить необходимые требования к СВЧ измерительной аппаратуре, либо определить точность измерений с помощью заданной аппаратуры.

Литература

1. Геруши П.М. и др. Государственный специальный эталон единиц измерений поля в раскрывах антенных систем (ГЭПР-3). ГОСТ 8.415-81.
2. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи с распределенными параметрами. М.: Высшая школа, 1980.
3. Захарьев А.Н., Леманский А.А. и др. Методы измерения характеристик антенн СВЧ. М.: Радио и связь, 1985.

ԿԱՊՎԱԾ ՕՊՏԻԿԱԿԱՆ ԱՆԻՔԱՏԱՐՆԵՐԻ ՎԵՐԼՈՒԾՈՒԹՅԱՆ ԾՆՈՒՄՆԵՐԻ ԵՂԱՆԱԿ

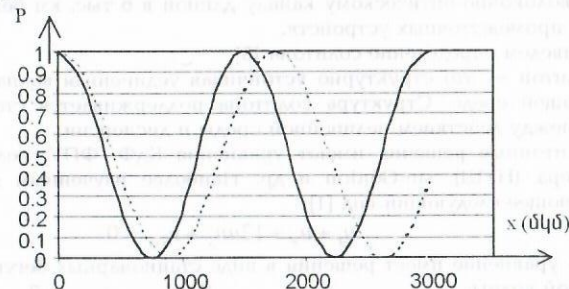
Ա. Գոլսեփյան, Ս. Չարունյան

Կապված ծողերի տեսությունը [1] պարզ, բայց հզոր միջոց է օպտիկական կապված ալիքատարների վերլուծության և դրանց հիման վրա տարբեր սարքերի նախագծման համար: Սակայն, ինչպես ցույց կտրվի ստորև, ինտեգրալային օպտիկայում տվյալ տեսության դեռևս ակունքներում կատարված մոտավորությունը կարող է բերել զգալի սխալանքների:

Ստավորության ելությունը հետևյալն է. դաշտը ալիքատարներից դուրս նվազում է էքսպոնենցիալ օրենքով և համարվում առաջին կարգի փոքր մեծություն: Երկու այսպիսի մեծությունների արտադրյալը մաթեմատիկական ձևափոխություններում համարվում է երկրորդ կարգի փոքր մեծություն և անտեսվում է: Այս մոտավորությունը ընդունելի է, երբ մեծ է ալիքատարների միջև հեռավորությունը կամ ալիքատարների և հիմքի բեկման ցուցիչների Δn տարբերությունը (ալիքատարները խիստ ուղղորդող են): Այս դեպքում դաշտը ալիքատարից դուրս նվազում է բավականին կտրուկ:

Ինտեգրալային օպտիկայում ալիքատարների և հիմքի բեկման ցուցիչների տարբերությունը $\Delta n = 0.01 - 0.001$, և ալիքատարից դուրս հզորությունը նվազում է դանդաղ: Բացի այդ, ալիքատարների միջև հեռավորությունը կարող է լինել շատ փոքր, և հզորությունը երկրորդ ալիքատարի տիրույթում կարող է ունենալ զգալի արժեքներ: Այս դեպքում ալիքատարների միջև գործում է ուժեղ կապ: Ստավոր եղանակի օգտագործումը ժամանակակից սարքերի վերլուծության համար ընդունելի չէ:

Դեռևս [2]-ում առաջարկված ճշգրտված եղանակում հաշվի են առնվում ինչպես առաջին, այնպես էլ երկրորդ կարգի փոքր մեծությունները: Նկ.1 - ում պատկերված է հզորության բաշխումը կապված ալիքատարների երկարությամբ $\Delta n = 0.001$ արժեքի դեպքում, երբ նրանց միջև հեռավորությունը $S = 3$ մկմ: Երկու մոտավորությունների միջև տարբերությունը զգալի է: Այսպես, մի ալիքատարից մյուսը հզորության առաջին լրիվ փոխանցատունը տեղի է ունենում.



Նկ. 1. Հզորության բաշխումը զուգահեռ ալիքատարներում, $\Delta n = 0.001$, $S = 3$ մկմ:

- նախկին մուտալորությամբ (գծիկային գիծ) 850մկմ տարածվելիս.
 - ճշգրտված սնորդով (ուծ գիծ) 700 մկմ տարածվելիս:

Միայն կազմում է 21% Նշենք, որ հաջորդ փոխանցատուների ժամանակ միայն կուտակվում է, և տարածման մեծ երկարության դեպքում կարող է հասնել 100% - ի և ավելին:

Այնհայտ է դառնում, որ ժամանակակից օպտիկական կապի համակարգերում ինտեգրալօպտիկական այն սարքերի նախագծման ժամանակ, որոնց դիմքում ընկած են կապված ալիքատարները, հարկավոր է նկատի ունենալ կապի բնույթը և անհրաժեշտության դեպքում օգտվել վերլուծության ճշգրտված եղանակից [2]:

Պրակտություն

1. Маркузе А. — Оптические волноводы. М. 1974.
2. S.Sh. Gevorgyan, A.B. Hovsepian — Coupling Among Waveguides of Small Spacing. Electronics Letters, 1988, V. 24, pp. 814-815

ПЕРСПЕКТИВЫ ПРИМЕНЕНИЯ СОЛИТОНОВ В СОВРЕМЕННЫХ СИСТЕМАХ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКОЙ СВЯЗИ

А. Мирзоян

Исследование солитонных волн имеет довольно обширную историю. Все началось с наблюдения, которое сделал в 1834 г. шотландский инженер ВМФ Джон Скотт Рассел. Стоя возле неглубокого узкого канала Эдинбург-Глазго, он вдруг заметил, как в результате торможения баржи возникла одиночная волна, которая затем прошла около двух миль, сохраняя свою высоту и форму. Это необычное явление он назвал "большой волной перемещения" (Great Wave of Translation) [1].

Первое теоретическое подтверждение работ Рассела было получено в 1895 г. Д. Й. Кортевегом и Г. де Фризом (уравнение КдФ). В 1955 г. Э. Ферми, Д. Паста и С. Улам обнаружили солитонные волны, возникающие при распространении тепла (в честь авторов названа задачей ФПУ). В 1963 г. Н. Забуски и М. Крускал проанализировали задачу ФПУ и обнаружили связь между предельным вариантом этой задачи и уравнением КдФ. В 1972 г. В. Захаров и А. Шабат сформулировали задачу, описывающую процесс распространения модуляционных волн и имеющую солитонные решения [2].

Изучение солитонных волн в оптике началось в 60-х г. В 1969 г. С. МакКолл и Э. Хан установили существование солитонных явлений при движении световых волн в некоторых оптических средах. В 1973 г. А. Косегава и Ф. Тапперт впервые предположили возможность применения солитонов в волоконной оптике. В 1960 г. А. Моллинауэр, Р. Столлен и Д. Гордон провели демонстрацию прохождения солитонных волн через оптоволокно, а в 1983 была осуществлена передача солитонных волн по волоконно-оптическому каналу длиной в 6 тыс. км без использования каких-либо промежуточных устройств.

Приведем определение солитона [3].

Солитон — это структурно устойчивая уединенная волна в нелинейной диспергирующей среде. Структура солитона поддерживается стационарной за счет баланса между действием нелинейной среды и дисперсией.

Солитонные решения имеют уравнения КдФ, ФПУ, нелинейное уравнение Шредингера (НУШ), sin-Gordon и др. Наиболее изученным является уравнение КдФ, имеющее следующий вид [1]:

$$u_t + u_x + 12uu_x + u_{xxx} = 0.$$

Это уравнение имеет решения в виде стационарных бегущих волн, а именно, уединенной волны:

$$u(x,t) = -\frac{1}{2} a^2 \operatorname{sech}^2 \left[\frac{1}{2} a(x - x_0 - a^2 t) \right]$$

Уединенные волны образуют однопараметрическое (если не считать тривиального переноса по оси X) семейство решений в форме импульсов, скорость движения которых a^2 пропорциональна амплитуде, а ширина $1/a$ обратно пропорциональна квадратному корню из амплитуды. Таким образом, более высокие уединенные волны у же и распространяются быстрее низких.

Солитонные волны можно моделировать с помощью нелинейных электрических линий передачи с дисперсией, состоящих из большого количества одинаковых звеньев. Нелинейными элементами служат либо диоды, емкость которых является нелинейной функцией запирающего напряжения смещения ("варикапы"), либо катушки индуктивности с насыщающимися ферромагнитными сердечниками, индуктивность которых является нелинейной функцией тока [1].

В волоконно-оптических системах связи солитоны создаются с помощью лазера, генерирующего короткие (порядка сотен фемтосекунд) световые импульсы, и кварцевых волокон с соответствующей дисперсией и нелинейностью [4]. Но это решение экономически не выгодно, так как требует массовой переинсталляции линий связи. В настоящее время интенсивно исследуется возможность установки на существующих линиях связи устройств, сосредоточенных в определенных местах, способных обеспечить использование существующих линий для передачи солитоноподобных импульсов.

Современные скорости передачи (до 10 Гб/с) пришли к насыщению. Также желательно увеличить дистанцию передачи без промежуточного усиления сигнала. В создавшейся ситуации применению солитонной связи принесет следующие выгоды:

- ультравысокую скорость передачи (>40 Гб/с);
- возможность использования известных методов уплотнения;
- большую дистанцию передачи без промежуточного усиления

Повсеместное внедрение солитонной связи приведет к значительной экономии средств, которые в данный момент тратятся на создание обычных линий волоконно-оптической связи большой протяженности.

Литература

1. Солитоны в действии/Под ред. К. Лонгреча и Э. Скотта, М.: Мир 1981.
2. Захаров Б.Е. и др. Теория солитонов: метод обратной задачи рассеяния. М.: Физматлит, 1990.
3. Ребби К. Солитоны/Успехи Физических Наук, 1960, т.150, в. .
4. Ахманов С.А., Вислоух В.А., Чиркин А.С. Оптика фемтосекундных лазерных импульсов. М.: Наука, 1988.

ՆԵՐԿՎՈՐԱՅԻՆ ՍԵՂՄԱՆ ՈՐԱԿԸ ԳՆԱԴՐԱՏՈՂ ԷԼԵՄԵՆՏՆԵՐ

Մ.Սարկոսյան, Ս.Զոչարյան

MPEG ստանդարտով սեղմման հետևանքով պայմանավորված աղավաղումները կարելի է բաժանել երկու խմբի՝ պայմանավորված միջկադրային սեղմումով և պայմանավորված ներկադրային սեղմումով: Վերջինս իր հերթին կարելի է բաժանել մի քանի տեսակի՝ բլոկինգ էֆեկտ, խճանկարային էֆեկտ, պատկերի լողոզում, կրկնակի սահմանների առաջացում և այլն: Այս տիպի աղավաղումները պայմանավորված են լինում դիսկրետ կոսինուստիդիսլ ձևափոխմամբ և հետագա քվանտացմամբ: Ինչքան մեծ են լինում քվանտացման գործակիցները, այնքան ավելի է սեղմվում ինֆորմացիան, սակայն միաժամանակ կորում են բարձր համախային բաղադրիչները, առաջանում են կրկնակի սահմաններ, պատկերը բաժանվում է 8*8 քառակուսիների...

Պարզ է որ այս տիպի աղավաղումների վիզուալ գնահատման համար պահանջվում են դրոշակի նոր տեսության աղյուսակներ: Անալոգային հեռուստատեսության մեջ եղած փորձարարական աղյուսակները թույլ չեն տալիս գնահատել սեղմման որակը: Օրի-

նալ այնտեղ օգտագործվող ուղղահայց գծերը, որոնց միջոցով գնահատվում է տրակտի բողարկման շերտը, գրեթե աղավաղման չի ենթարկվում նույնիսկ 50 - 100 անգամ սեղմելու դեպքում:

Այսպիսով, պահանջվում են նոր տեսակի աղյուսակներ որոնք զգայուն են նույնիսկ ոչ մեծ աղավաղումների նկատմամբ:

Թվային փորձերը ցույց են, որ սեղման որակի ամենազգայունը հանդիսանում են "թեթ սահուն ալիքներ" պատկերները: Սկզբնական պատկերները ենթարկվել են ԴԿ ձևափոխման հետևյալ բանաձևով [1]

$$y[u, v] = \frac{1}{4} \sum_{i=0}^{u-1} \sum_{j=0}^{v-1} C(i, u) * C(j, v) * y[i, j] \quad C(i, u) = A(u) * \cos\left(\frac{(2i+1)u * p}{2n}\right)$$

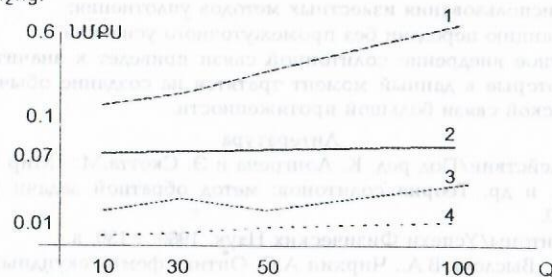
այնուհետև ենթարկվել է քվանտացման

$$\bar{A} = \text{int}\left(\frac{8A}{mQ}\right)$$

որպես քվանտացման աղյուսակ օգտագործվել է MPEG ստանդարտով, 1 տիպի կադրի պայծառության բաղադրիչի համար նախատեսված աղյուսակը [2]: Սեղման որակը գնահատվել է ըստ նորմավորված միջին բառակուսային սխալների, որը որոշվում է հետևյալ բանաձևով [1]

$$\sigma = \frac{1}{jk} \sum_{j=0}^{J-1} \sum_{k=0}^{K-1} [f(j, k) - f'(j, k)]^2 / \frac{1}{jk} \sum_{j=0}^{J-1} \sum_{k=0}^{K-1} [f(j, k)]^2$$

Ինչպես երևում է գրաֆիկներից ամենազգայունը սեղման նկատմամբ թեթ սահուն գծերը են հանդիսանում, որոնք էլ կարող են օգտագործվել որպես սեղման վիզուալ գնահատման միջոց:



1՝ թեթ սահուն գծեր, 2՝ ուղղահայց գծեր, 3՝ թեթ գծեր, 4՝ կտրուկ սև - սպիտակ անցում ֆրականություն

1. Методы передачи изображений. Сокращение избыточности под редакцией У.К.Прэтга. М. 1983.

2. Дворкович А.В., Дворкович Г.Н. и др. Цифровая обработка телевизионных и компьютерных изображений. М.: НАТ. 1997

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТЕЙ ФОРМАТА JPEG ДЛЯ БЫСТРОЙ ПЕРЕДАЧИ ИЗОБРАЖЕНИЙ ЧЕРЕЗ ИНТЕРНЕТ

С. Кочарян

Уже давно графика используется в сети Internet, делая ее доступной и привлекательной. Как известно, в сети используются всего два формата изображений: GIF (Graphic Interchange Format, формат обмена графикой) и JPEG (Joint Photographic Experts Group, объединенная группа экспертов по фотографии).

JPEG

JPEG один из самых мощных алгоритмов сжатия. Принципы JPEG заложены также в формате цифрового телевидения MPEG. JPEG особенно пригоден для многоцветных изображений, так как в нем используется 24-битовое кодирование на один элемент изображения, то есть JPEG в состоянии передать более 16 млн цветов. В отличие от GIF, в JPEG сжатие файла осуществляется с частичной потерей информации, но при достаточном разумном сжатии (10 - 20 раз) эти потери заметно не ухудшают качество изображений. Одной из разновидностей JPEG является р- JPEG, так называемый прогрессивный JPEG, который часто используется в Internet. Изображение в этом формате хранится в виде серии разверток. Когда считывается первая развертка, то пользователь получает грубое представление об изображении, затем при последующих развертках изображение фокусируется и уточняется. Этот формат употребляется в сети, чтобы пользователь смог быстро увидеть что из себя представляет собой изображение.

Но есть еще одна возможность для быстрого показа изображения. Это начальное представление фотографии в виде черно-белого изображения. Возможность такого представления кроется в самой структуре алгоритма JPEG.

В JPEG изображение переводится из цветового пространства RGB в пространство YCrCb, где Y-яркостная составляющая, а Cr и Cb - соответственно компоненты, отвечающие за R и B. Этот прием заимствован из цветного телевидения. Доказано, что человеческий глаз более чувствителен к яркостной составляющей, чем к цвету. Поэтому такое преобразование дает возможность сжимать цветные компоненты больше яркостной составляющей. Перевод из цветового пространства RGB в YCrCb можно представить следующим образом:

$$\begin{pmatrix} Y \\ Cb \\ Cr \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0.299 & 0.587 & 0.114 \\ 0.5 & -0.4187 & -0.0813 \\ 0.1687 & -0.3313 & 0.5 \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} R \\ G \\ B \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 128 \\ 128 \end{pmatrix}$$

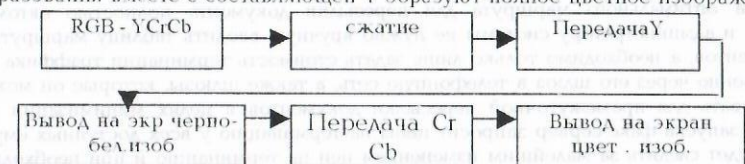
Обратное преобразование осуществляется умножением вектора YCrCb на обратную матрицу

$$\begin{pmatrix} R \\ G \\ B \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 1.402 \\ 1 & -0.34414 & -0.71414 \\ 1 & 1.772 & 0 \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} Y \\ Cb \\ Cr \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} 0 \\ 128 \\ 128 \end{pmatrix}$$

Так как черно-белое изображение представляет собой яркостную составляющую аналогичного цветного изображения, то, если у нас будут значения Y, присваивая их значениям RGB (R=Y, G=Y, B=Y), получается черно-белый вариант изображения.

Пошагово этот процесс можно представить так.

1. Сперва передаются данные о Y составляющей изображения. Их значения без преобразования присваиваются RGB, и на экран выводится черно-белое изображение.
2. После этого загружаются данные о компонентах Cr и Cb, которые после преобразования вместе с составляющей Y образуют полное цветное изображение.



Как видно, сначала как бы передается 8-битовое изображение, которое затем преобразуется в 24-битовое.

Немаловажно, что в этом случае не теряется ни одна из возможностей JPEG, включая и прогрессивную развертку.

Литература

1. Алгоритмы сжатия изображений Д.С. Ватсона. Московский Государственный Университет им М.В.Ломоносова. Факультет Вычислительной Математики и Кибернетики.

ФАКСИМИЛЬНАЯ СВЯЗЬ НА БАЗЕ КОМПЬЮТЕРНОЙ ТЕЛЕФОНИИ

Р. Геворкян, Р. Аветисян

Одна из доминирующих тенденций в развитии телекоммуникаций - слияние научно-технической области с информатикой. В основе такого объединения лежит возможность использования компьютера не только в виде инструмента для обработки информации, но и средства для ее коммутации и передачи. В этом контексте вычислительная сеть может рассматриваться как некоторая универсальная среда для распространения информации. В основе функционирования современных вычислительных сетей лежат методы пакетной передачи и коммутации, использующие простую идею представления любого вида информации (данные, изображения, речь, звук, служебные и управляющие послылки и т.д.) в виде цифровой последовательности и последующего членения этой последовательности на пакеты, снабженные всей необходимой информацией для их идентификации, маршрутизации, коррекции ошибок и прочее. Такой подход позволяет в едином информационном русле передавать все виды информации, использовать для передачи информации различные пути и различные средства, применять универсальные системы коммутации, инвариантные относительно видов информации. В условиях имеющихся вычислительных ресурсов и имеющейся пропускной способности каналов построение подобных коммуникационных систем становится лишь чисто технической задачей. В последние годы бурный рост числа систем передачи данных привел к тому, что многие привычные потребительские услуги предоставляются теперь по-новому: электронная почта заменила традиционную бумажную, электронная коммерция позволяет заказывать и оплачивать товары, не выходя из дому, и т.д. Нами были затронуты вопросы оптимальной передачи факсимильных сообщений через сеть. Интернет и разработки факс-серверов. Сегодня трудно найти организацию, которая не использовала бы в своей работе факсимильную связь. Телефакс является самым популярным средством для оперативного обмена информацией, представленной в виде документов. Первое и главное его достоинство - возможность передачи документа в любую точку земного шара за одну минуту. Второе - намного меньше затраты на пересылку, по сравнению со стоимостью услуг курьера или почты. Третье - простота. Установив соединение, можно отправить документ нажатием одной клавиши. Если же говорить о качестве, то современные стандарты факсимильной связи обеспечивают, при использовании хороших телефонных линий, передачу изображения, вполне сопоставимого с оригиналом. Итак, нами разработано программное обеспечение для факс-сервера, в котором внимание было уделено не только минимизации материальных и временных затрат на передачу документов, но и минимизации времени, необходимого на конфигурацию системы. Иными словами, процесс выбора оптимального маршрута для пересылки документа полностью автоматизирован, и администратору системы не нужно вручную вводить таблицу маршрутизации документов, а необходимо только лишь задать стоимость термминации трафика непосредственно через его шлюз в телефонную сеть, а также шлюзы, которые он может использовать для промежуточной пересылки документов в целях минимизации затрат. После запуска факс-сервер запросит цены на термминацию у всех доступных ему шлюзов, будет следить за малейшим изменением цен на термминацию и при необходимости вносить изменения в свою таблицу маршрутизации, а также оповещать все шлюзы об изменении собственных цен на термминацию.